

32
strony

PRAKTYCZNY

ELEKTRONIK

NR IND 372161

cena 12000 zł

**listopad
nr 11 '93**

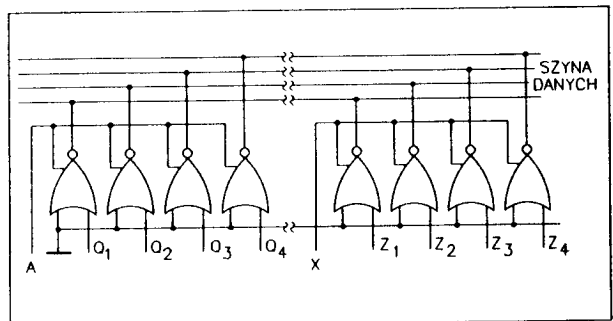
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 3

Jak już wcześniej wspomniano do rodziny buforów i negatorów można zaliczyć układy 4041 – czterokrotny bufor z wyjściami prostymi i zanegowanymi (rys.1), który nie wymaga odrębnego omówienia. Może on znaleźć zastosowanie w układach gdzie wymagane jest tworzenie sygnału prostego i zanegowanego.

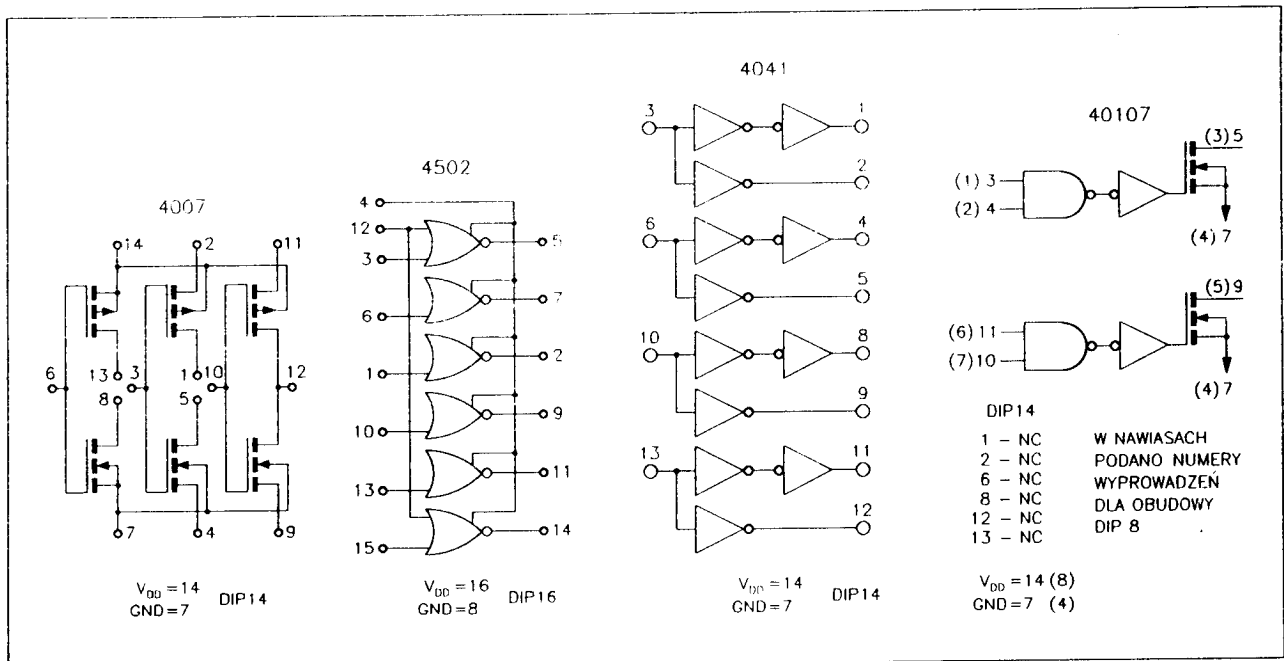
Drugim znacznie ciekawszym układem jest sześciokrotny strobowany negator mocy z wyjściami trójstanowymi. Poziom jedynki logicznej doprowadzony do wejścia OD (Output Disable – "pozbawienie wyjścia" nóżka 4) wymusza stan wysokiej impedancji na wszystkich sześciu wyjściach układu. Oznacza to, że obydwa tranzystory stopnia wyjściowego (górny i dolny) są zablokowane. Na wyjściu nie występuje żadne napięcie, a rezystancja wyjściowa osiąga wartość kilkunastu MΩ. Prąd wyjściowy w stanie wysokiej impedancji nie przekracza wartości 0,01 nA. Bramki tego typu stosuje się w układach wspólnych szyn, do których podłączonych jest równolegle kilka różnych układów. W danej chwili może być włączony tylko jeden układ scalony, przekazujący dane na szynę. Na rys.2 przedstawiono przykładowy układ multiplexera sygnałów cyfrowych zrealizowany z wykorzystaniem układu 4502. W układzie tym sygnały sterujące A, B, ..., X zmieniają się sekwencyjnie pozwalając kolejno na sekwencyjne wystawianie

danych czterobitowych danych Q, R, ..., Z na wspólną szynę.

Drugie wejście sterujące, Inhibit – "powstrzymanie", pozwala na zablokowanie wszystkich sześciu wyjść przy doprowadzeniu do niego poziomu logicznej jedynki. W stanie zablokowania na wyjściach otrzymuje się stan zera logicznego. Oba wejścia INH i OD mogą być sterowane niezależnie, przy czym wejście OD jest nadrzędne, tzn. wymusza stan wysokiej impedancji na wyjściu bez względu na stan wejścia INH i stan wejść sygnałowych.



Rys. 2 Układ sterowania szyny danych z bramkami trójstanowymi



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń

Dokończenie tekstu na str. 28

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

LISTOPAD NR 11/93

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 3	2
Częstościomierz cz.3	4
Scalony wzmacniacz mocy	8
Zasilacz stabilizowany 13,8/9 V	11
Od redakcji	13
Mini odbiornik stereofoniczny UKF – dokończenie	14
Wzmacniacz mocy do radiotelefonu 27 MHz	17
Zasady prenumeraty	19
Miernik wysterowania z pamięcią	21
Ankieta – wyniki konkursu	28
Kompresor dynamiki sygnału CB radio	30

Płytki drukowane wysyłane są w terminie do trzech tygodni za zaliczeniem pocztowym.

Koszt wysyłki 20000 zł przy kwocie do 100000 zł; 24000 zł przy kwocie do 200000 zł.

W sprzedaży wysyłkowej dostępne są numery 3÷4/92, 1/93 oraz 3÷8/93 PE w cenie detalicznej plus koszty wysyłki.

Kserokopie artykułów wysyłamy w cenie 10.000 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 1.000 zł plus koszty wysyłki.

Wydawca ARTKELE – Zielona Góra

Ogłoszenia i Reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto ARTKELE – WYDAWNICTWO TECHNICZNE ul. Prosta 11 Zielona Góra, BANK SPÓŁDZIELCZY Zielona Góra nr 997283-102847-2541.

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego 12000 zł (najmniejsze ogłoszenie 15 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów 7000 zł za słowo

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść ogłoszenia.

Adres:

Redakcja "Praktyczny Elektronik"

ul. Prosta 11

tel. 704-82

65-001 Zielona Góra,

Red. Naczelny inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczone w "Praktycznym Elektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie dla potrzeb własnych. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów "Praktycznego Elektronika" – możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Częstościomierz cz. 3

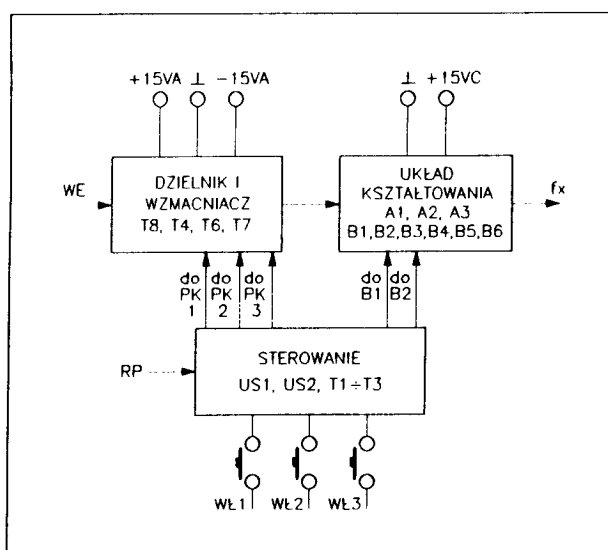
Podstawowym zadaniem układu wejściowego częstościomierza jest wzmocnienie i odpowiednie uformowanie mierzonego przebiegu. Wymagania stawiane obwodom wejściowym to: duża czułość, szeroki zakres częstotliwości pracy, oraz duża impedancja wejściowa. Dodatkowo układ wejściowy powinien umożliwiać regulację poziomu wyzwalania, a także wybór wyzwalającego zbocza. Prezentowany układ wejściowy spełnia wszystkie powyższe wymagania.

Chcąc ułatwić zakup elementów elektronicznych niezbędnych do wykonania układu wejściowego, został on zaprojektowany w oparciu o podzespoły produkowane w kraju.

Opis układu

W układzie można wyróżnić trzy bloki funkcjonalne. Pierwszy z nich to wzmacniacz wejściowy, drugi to układ formujący przebiegi wejściowe, którego zadaniem jest nadanie odpowiedniej stromości zboczy niezbędnej do prawidłowej pracy układów CMOS. Trzecim blokiem jest układ sterowania włączaniem poszczególnych funkcji.

Mierzony przebieg doprowadzony jest do wejściowego dzielnika napięciowego R4, R5. Zastosowanie dzielnika pozwala na pomiar przebiegów zmiennych o amplitudach w zakresie $200 \text{ mV} \div 100 \text{ V}$. Przełączanie zakresów napięć wejściowych przeprowadza się przy pomocy miniaturowych przekaźników kontaktronowych PK2 i PK3. Zastosowanie układów kluczy analogowych MCY 74066 nie wchodzi tu w rachubę z uwagi na ich małe napięcia wejściowe. Oprócz tego wykorzystanie w układzie przekaźników pozwoliło na sterowanie pracą układu wejściowego przy pomocy mikrowłóczników. Uprościło to konstrukcję mechaniczną przyrządu.



Rys. 1 Schemat blokowy układu wejściowego częstościomierza

Przełącznik WŁ2 służy do zmiany zakresu napięć wejściowych. Naciśnięcie tego przełącznika zmienia stan na wyjściach przerzutnika US1 (na schemacie dolny przerzutnik) pracującego w układzie dzielnika przez dwa. Tranzystory T2 i T3 włączają jeden z przekaźników kontaktronowych PK2 lub PK3. Dla włączonego zakresu 10 V świeci się dioda D7. Do przerzutnika dołączony jest obwód C6 i R9 wytwarzający impuls zerowania w momencie pojawienia się napięcia zasilającego. Po włączeniu zasilania przyrząd ustawia się na zakresie pomiarowym 10 V.

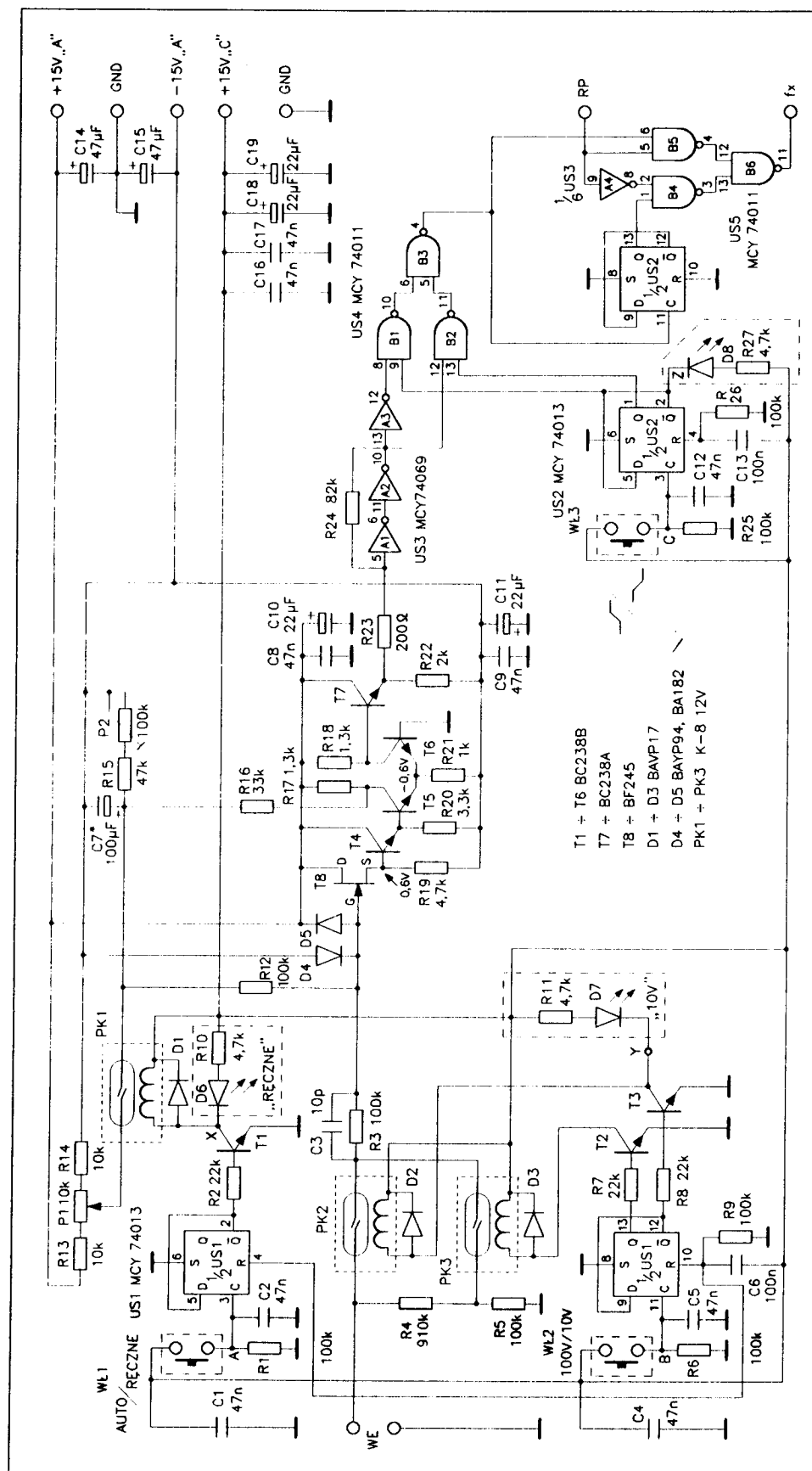
Z dzielnika wejściowego sygnał doprowadzony jest do tranzystora polowego T8 pracującego w układzie wtórnika źródłowego. Zastosowanie wtórnika zapewnia uzyskanie dużej impedancji wejściowej, oraz szerokiego pasma przenoszonych częstotliwości. Diody D4 i D5 oraz rezystor R3 zabezpieczają bramkę tranzystora T8 przed uszkodzeniem w przypadku doprowadzenia do wejścia przebiegu o zbyt dużej amplitudzie.

Z wtórnika źródłowego sygnał doprowadzony jest do wzmacniacza różnicowego T5, T6. Tranzystor T4 pełni funkcję wtórnika emiterowego dopasowując impedancję wyjściową tranzystora T8 do impedancji wejściowej tranzystora T5. Prąd wzmacniacza różnicowego wynosi ok. 15 mA, co przy zasilaniu $\pm 15 \text{ V}$ pozwala na uzyskanie wzmocnienia ok. 30 dB w paśmie $0 \div 10 \text{ MHz}$.

Dla prawidłowej pracy wzmacniacza niezbędne jest odpowiednie spolaryzowanie bramki tranzystora T8. Służy do tego układ całkujący R16, C7. Przebieg prostokątny z kolektora tranzystora T5 ładuje kondensator C7 do napięcia, którego wartość zależy od wypełnienia przebiegu. Napięcie to doprowadzone zostaje przez rezystor R12 do bramki tranzystora T8. Dołączony równolegle do kondensatora C7 rezystor R15 i potencjometr P2 pozwalają na regulację wypadkowego napięcia na kondensatorze C7 i przesunięcie punktu pracy tranzystora T8.

Równocześnie układ ten zapewnia automatyczną regulację poziomu wyzwalania w zakresie częstotliwości wejściowych $200 \text{ Hz} \div 10 \text{ MHz}$. Napięcie polaryzujące bramkę tranzystora T8 można także zmieniać ręcznie potencjometrem P1, co pozwala na ręczną regulację poziomu wyzwalania. Przełącznik kontaktronowy PK1 łączy suwak potencjometru P1 z rezystorem R12. Sterowanie pracą przekaźnika PK1 odbywa się przy pomocy mikrowłócznika WŁ1, za pośrednictwem przerzutnika typu D (US1). Przy włączonej ręcznej regulacji poziomu wyzwalania świeci się dioda D6.

Z kolektora tranzystora T6 sygnał za pośrednictwem kolejnego wtórnika emiterowego T7 doprowadzony jest do układu formującego. Układ ten stanowią dwa negatory A1 i A2 spełniające rolę bramki Schmitta. Szerokość pętli histerezy określona jest przez wartości rezystorów R23 i R24.



Rys. 2 Schemat ideowy układu wejściowego

Na wyjściu układu formującego parametry przebiegu w pełni odpowiadają wymagom stawianym sygnałom cyfrowym. Bramki B1÷B3 (US4) tworzą multiplexer cyfrowy, do wejść którego (nóżki 8 i 12 US4) doprowadzone są przebiegi z wyjścia układu formującego. Sygnał dochodzący do wejścia 8 B1 jest dodatkowo zanegowany przez inwerter (negator) A3. W zależności od stanów logicznych na wejściach sterujących multiplexera (nóżki 9 i 13 US4) na jego wyjściu otrzymuje się przebieg o fazie zgodnej lub przeciwnej w stosunku do fazy sygnału doprowadzonego do gniazda wejściowego częstotliwościomierza. Pozwala to na zmianę zbocza wyzwalającego. Sterowanie pracą multiplexera odbywa się przy pomocy włącznika WL3 i przerywnika typu D (US2). Przy wyzwalaniu zboczem narastającym świeci się dioda D8.

Z wyjścia pierwszego multiplexera sygnał skierowany jest do wejść drugiego multiplexera zbudowanego z bramek B4÷B6 (US5). Do wejścia bramki B4 (nóżka 1 US5) doprowadzono przebieg za pośrednictwem dzielnika przez dwa (1/2 US2). Do drugiego wejścia multiplexera (nóżka 6 US5) dochodzi sygnał "bezpośredni". Pracą multiplexera kieruje sygnał RP doprowadzony z bloku sterowania.

Przy pomiarze częstotliwości przebiegów sygnał RP ma poziom jedynki logicznej, który otwiera bramkę B5 i przepuszcza na wyjście f_x sygnał o częstotliwości przebiegu doprowadzonego do wejścia częstotliwościomierza.

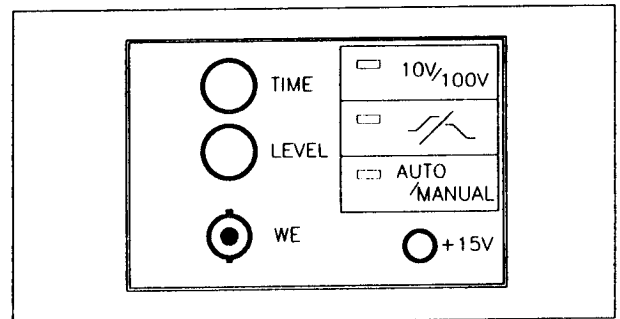
Podczas pomiaru okresu sygnał RP przyjmuje wartość zera logicznego, co z kolei otwiera bramkę B4 przepuszczając przebieg o częstotliwości dwukrotnie mniejszej. Wypełnienie tego przebiegu wynosi dokładnie 1/2, a czas trwania stanu wysokiego jest równy okresowi przebiegu mierzonego. W tym czasie licznik główny częstotściomierza zlicza wzorcowe odcinki czasu podawane z generatora kwarcowego.

Wzmacniacz wejściowy zasilany jest napięciem symetrycznym ± 15 V oznaczonym jako zasilanie analogowe "A". Do układów cyfrowych doprowadzono odrębne zasilanie $+15$ V. Rozdzielenie zasilania wzmacniacza i układów cyfrowych ma na celu wyeliminowanie zakłóceń, które mogą przenikać przez wspólne zasilanie.

Montaż i uruchomienie

Blok wejściowy zmontowano na dwóch płytkach drukowanych. Jedna z płytek (płytko numer 093) stanowi płytę czołową, na której umieszczono mikrowłazniki WŁ1÷WŁ3, diody świecące D6÷D8 wraz z rezystorami R10, R11, R27. Oprócz tego na płycie czołowej znajduje się gniazdo wejściowe BNC, gniazdo zasilania ($+15$ V analogowe) wstępnego dzielnika 150 MHz, potencjometr regulacji poziomu wyzwalania P1 (LEVEL), oraz potencjometr regulacji czasu repetycji pomiaru (TIME). Potencjometr TIME umieszczony jest na schemacie ideowym bloku sterowania i oznaczony symbolem P1 (wartość 220 k Ω – A). Małe wymiary płyty czołowej zmuszają do zastosowania potencjometrów o średnicy ϕ 17 mm, tak jak podano to w wykazie elementów.

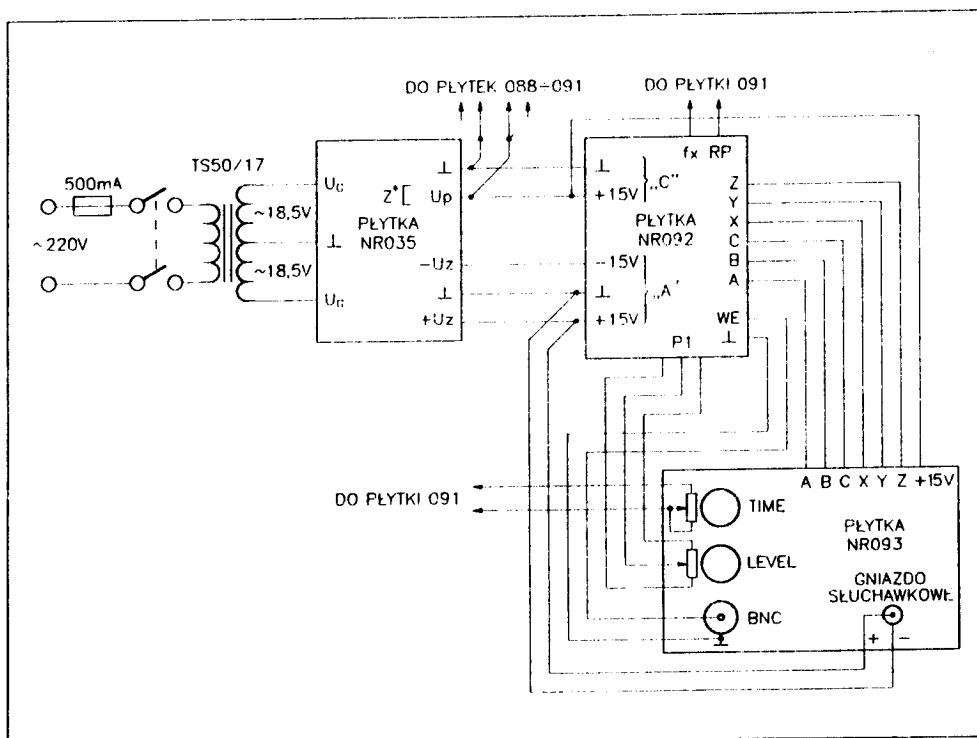
Elementy znajdujące się na płycie czołowej zaznaczono przerywanymi ramkami na schemacie ideowym. Klawisze włączników WŁ1÷WŁ2 można wykonać w sposób opisany w pierwszej części artykułu (PE 9/93).



Rys. 3 Wygląd płyty czołowej

Płytko z układami elektronicznymi (płytko numer 092) została umieszczona poziomo za płytą czołową, przekątnikami od przodu. Wszystkie połączenia pomiędzy płytkami przeprowadzono przy pomocy odcinków przewodów izolowanych.

Połączenie gniazda wejściowego z płytką nr 092 powinno być przeprowadzone przy pomocy krótkiego odcinka przewodu ekranowanego. Ekran tego przewodu z jednej strony przylutowany jest do masy gniazda wejściowego, a z drugiej do masy przy wejściu na płytkę 092. Zasilanie $+15$ V do gniazda słuchawkowego można poprowadzić z płytki 092, z punktów do których doprowadzono zasilanie części analogowej z zasilacza.



Rys. 4 Schemat blokowy połączeń pomiędzy poszczególnymi płytkami i zasilaczem

Połączenie układów wejściowych z pozostałymi obwodami częstotściomierza odbywa się przy pomocy dwóch przewodów f_x i RP. Przewód f_x powinien być jak najkrótszy. Nie wolno stosować tu skrętki ani przewodu ekranowanego z uwagi na możliwość wprowadzenia zbyt dużych obciążeń pojemnościowych. Połączenia pomiędzy płytkami i zasilaczem przedstawiono na schemacie blokowym rys. 4.

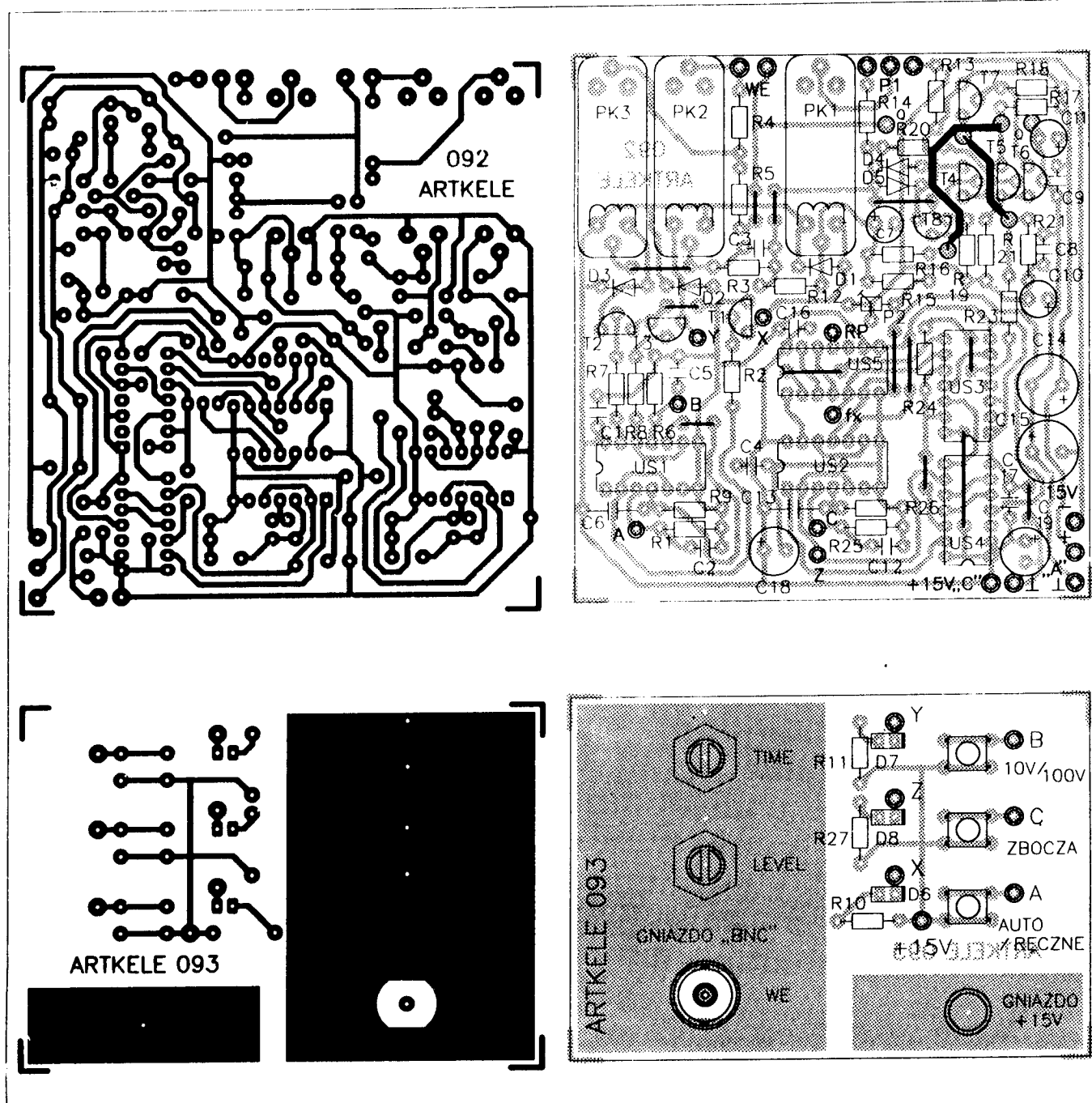
Do zasilania częstotściomierza wykorzystano uniwersalny zasilacz stabilizowany opisany w Praktycznym Elektroniku 1/93 (płytko numer 035).

W zasilaczu zastosowano dwa układy scalonych stabilizatorów napięcia dodatniego LM 7815, oraz jeden układ stabilizatora ujemnego LM 7915. Na płytce drukowanej zasilacza nie montuje się diod prostowniczych D1 i D2. Można także pominąć diody świecące D7÷D9 i rezystory R1÷R3. Na płytce zasilacza należy zamontować zworę Z*.

Uruchomienie układu sprowadza się do takiego ustawienia potencjometru P2, aby przy wyłączonym ręcznym ustawianiu poziomu wyzwalania przebieg na nóżce 12 układu US3 (negator A3) miał wypełnienie równe $1/2 \pm 25\%$. Podczas regulacji do wejścia powi-

nien być doprowadzony sygnał sinusoidalny o częstotliwości $1 \div 2$ MHz i amplitudzie ok. 0,5 V. Jeżeli regulacja ta okaże się niewykonalna należy zmienić tranzystor T8 na inny egzemplarz, lub dobrać wartość rezystora R19 z zakresu $3,9 \div 6,2$ k Ω .

Przy ustawieniu przełączników w pozycjach: zakres – 10 V, regulacja poziomu – automatyczna, wyzwalanie zboczem narastającym, oraz przy doprowadzonym do wejścia sygnale o częstotliwości 10 MHz i amplitudzie 0,5 V blok wejściowy pobiera prąd ok. 40 mA z obu biegunów zasilacza analogowego i ok. 80 mA z zasilacza cyfrowego.



Rys. 5 Schemat płytek drukowanych układu wejściowego i rozmieszczenie elementów

Podstawowe dane techniczne

Zakres częstotliwości	$0 \div 10 \text{ MHz}$
Napięcie wejściowe sinusoidalne:	
– dla zakresu 10 V	$200 \text{ mV} \div 10 \text{ V}$
– dla zakresu 100 V	$2 \text{ V} \div 100 \text{ V}$
Impedancja wejściowa:	
– dla zakresu 10 V	$100 \text{ k}\Omega$, 30 pF
– dla zakresu 100 V	$1 \text{ M}\Omega$, 20 pF
Poziom wyzwalania:	
– dla zakresu 10 V	$-5 \div +5 \text{ V}$
– dla zakresu 100 V	$50 \div +50 \text{ V}$
Zbocze wyzwalania	dodatnie lub ujemne

Wykaz elementów

US1, US2	– MCY 74013 (CD 4013)
US3	– MCY 74069 (CD 4069)
US4, US5	– MCY 74011 (CD 4011)
T1÷T6	– BC 238 B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T7	– BC 238 A lub dowolny npn $h_{21} \geq 100$
T8	– BF 245
D1÷D3	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D4, D5	– BAYP 94, BA 182
D6	– dioda świecąca prostokątna $5 \times 2,5 \text{ mm}$ kolor świecenia żółty
D7	– dioda świecąca prostokątna $5 \times 2,5 \text{ mm}$ kolor świecenia czerwony
D8	– dioda świecąca prostokątna $5 \times 2,5 \text{ mm}$ kolor świecenia zielony
R1, R3, R5,	
R6, R9, R12,	
R25, R26	– $100 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R2, R7, R8	– $22 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R4	– $910 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R10, R11,	– $4,7 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$

R19, R27	– $4,7 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R13, R14	– $10 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R15	– $47 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R16	– $33 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R17, R18	– $1,3 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R20	– $3,3 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R21	– $1 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R22	– $2 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R23	– $200 \Omega/0,125 \text{ W}$
R24	– $82 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
P1	– $10 \text{ k}\Omega$ – A typ PR 164, PR 1622, PR 167, PRP 167
P2	– $100 \text{ k}\Omega$ typ TVP 1232 "stojący"
C1, C2, C4,	
C5, C8, C9,	
C12, C16, C17	– 47 nF typ KFP
C3	– 10 pF typ KCP
C6, C13	– $100 \text{ nF}/100 \text{ V}$ typ MKSE-018-02
C7*	– $100 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ (miniaturowy prod. zachodniej)
C10, C11,	
C18, C19	– $22 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U
C14, C15	– $47 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U
WŁ1÷WŁ3	– mikrowłłączniki monostabilne
PK1÷PK3	– miniaturowy przekaźnik kontaktronowy typ K-8/12 V

gniazdo BNC 50Ω

miniaturowe gniazdo słuchawkowe

plytka drukowana **numer 092**

plytka drukowana **numer 093**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: płytki numer 092 – 17 800 zł

płytki numer 093 – 12 200 zł + koszty wysyłki.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Scalony wzmacniacz mocy

Wiele urządzeń elektronicznych zasilanych jest z baterii. W takich przypadkach napięcie zasilające wynosi $3 \div 6 \text{ V}$. Stwarza to wiele problemów związanych z projektowaniem układów elektronicznych, a w szczególności dotyczy to wzmacniaczy mocy. W artykule tym opisujemy układ scalony TDA 2822, którego zakres napięć zasilania wynosi $3 \div 15 \text{ V}$. Opisany wzmacniacz można wykorzystać do zbudowania miniaturowych kolumn dołączonych do przenośnego magnetofonu, lub w zabawkach elektronicznych, pozytywkach, zegarach cyfrowych i wielu innych urządzeniach.

Układ TDA 2822 jest monolitycznym wzmacniaczem mocy produkowanym w obudowie "POWERDIP 12 + 2 + 2". Jest to obudowa o wymiarach jak DIP 18, z tą tylko różnicą, że nóżki są grubsze, ułatwiając odprowadzanie ciepła. Produkowana jest także druga wersja tego układu TDA 2822 M w obudowie DIP 8, pracująca w zakresie napięć zasilających $1,8 \div 15 \text{ V}$. W obu układach scalonych umieszczone są dwa wzmacniacze mocy, które mogą pracować oddzielnie lub też w połączeniu mostkowym. Układ mostkowy pozwala na uzyskanie większej mocy wyjściowej, co ma szczególne znaczenie przy niskim napięciu zasilającym 3 V ($1,8 \text{ V}$).

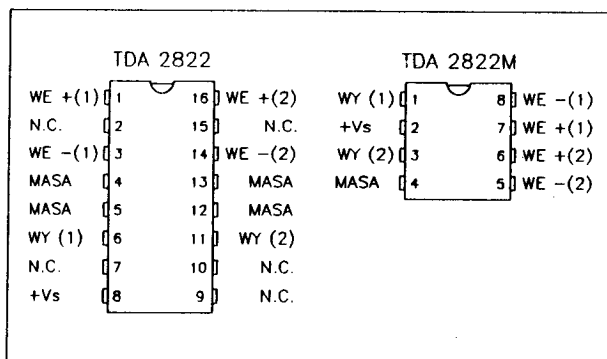
Pozostałe zalety tego układu to mała wartość prądu spoczynkowego, pozwalająca na oszczędnie wykorzystywanie baterii. Mimo małych wartości prądu stopnia końcowego zniekształcenia intermodulacyjne sygnału wyjściowego nie przekraczają 0,2%. Dużą zaletą układów jest mała liczba dodatkowych elementów zewnętrznych.

Jak już wcześniej wspomniano wzmacniacze TDA 2822 i TDA 2822M produkowane są w różnych obudowach. Powoduje to, że niektóre parametry obu układów różnią się między sobą. W tabeli 1 podano maksymalne parametry dopuszczalne.

Tabela 1. Parametry dopuszczalne

Parametr	Oznaczenie	Wartość	
		TDA 2822	TDA 2822M
Napięcie zasilania	V_s	15 V	15 V
Maksymalny prąd wyjściowy	I_o	1,5 A	1 A
Maksymalna moc tracona:			
$T_{amb} = 50^\circ\text{C}$	P_{tot}	1,25 W	1 W
$T_{case} = 70^\circ\text{C}$	P_{tot}	4 W	1,4 W
Temperatura przechowywania	T_{stg}	$-40 \div 150^\circ\text{C}$	$-40 \div 150^\circ\text{C}$

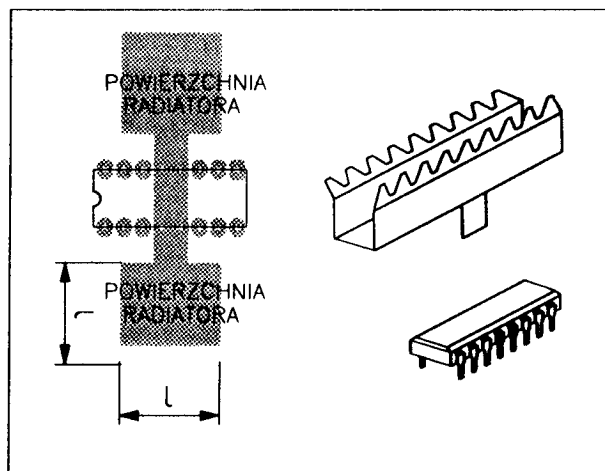
W tabelach 2 i 3 podano parametry charakterystyczne wzmacniaczy mocy w wersji stereofonicznej i mostkowej, zmierzone dla napięcia zasilania +6 V, w temperaturze otoczenia $+25^\circ\text{C}$.



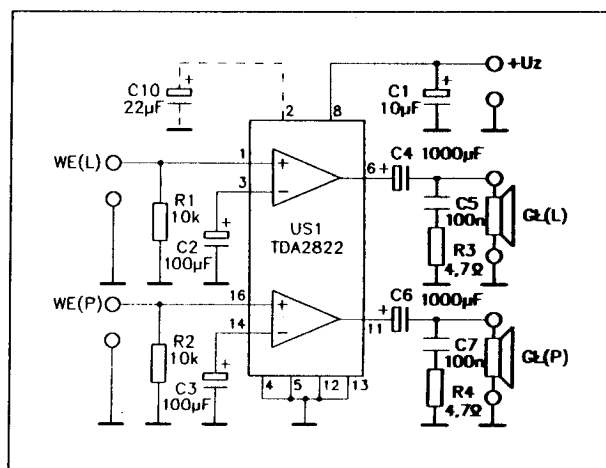
Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń układów TDA 2822 i TDA 2822M

Na rysunku 1 przedstawiono wyprowadzenia obu układów scalonych. Układ TDA 2822 posiada cztery wyprowadzenia masy, które pozwalają na odprowadzanie ciepła z obudowy. Możliwe są dwa sposoby wykonania radiatora. Pierwszy sposób (rys.2a) polega na takim zaprojektowaniu płytki drukowanej, aby płaszczyzna masy miała odpowiednio dużą powierzchnię, która pełni rolę radiatora. Drugie rozwiązanie (rys.2b) zawiera klasyczny radiator wykonany z blachy miedzianej o odpowiednim kształcie. Dolne "listki" wykonanego w ten sposób radiatora przylutowane są do końcówek 4, 5, 12, 13 układu scalonego po stronie montażu elementów, a dolna, pozioma, część radiatora styka się z

obudową. Pozwala to zmniejszyć rezystancję termiczną pomiędzy radiatorem, a płytką krzemową, na której wykonano układ elektroniczny wzmacniacza.



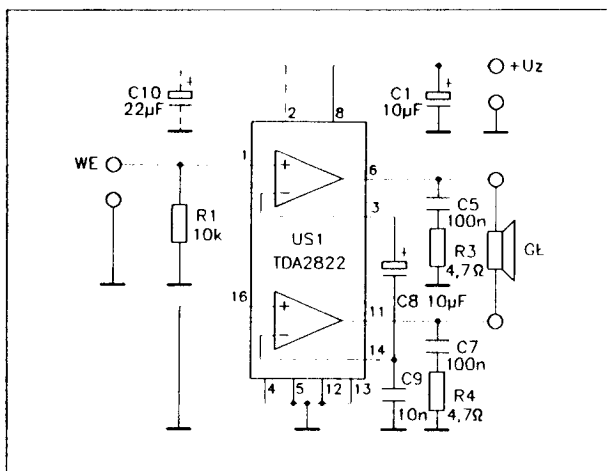
Rys. 2 Przykłady wykonania radiatora



Rys. 3 Schemat ideowy układu stereofonicznego wzmacniacza mocy

Na rysunkach 3 i 4 zamieszczono schemat ideowy wzmacniacza mocy z układem TDA 2822 w wersji stereofonicznej (rys.3) i wersji mostkowej (rys.4). Na obu schematach oznaczenia wyprowadzeń podane w nawiasach dotyczą układu TDA 2822M. Oba układy powinny w zasadzie być zasilane z baterii lub zasilacza stabilizowanego. Do zasilania napięciem niestabilizowanym przeznaczony jest układ TDA 2824 (obudowa "POWERDIP 12 + 2 + 2") charakteryzujący się większym współczynnikiem tłumienia tętnień napięcia zasilania SVR, który dla tego układu wynosi 50 dB typ. w wersji stereofonicznej i 60 dB typ. w wersji mostkowej. Pozostałe parametry układu TDA 2824 są takie same jak w przypadku TDA 2822. Wyprowadzenia układów TDA 2822 i TDA 2824 są takie same, z tą tylko różnicą, że TDA 2824 posiada dodatkowo dołączony do nóżki 2 kondensator C10 filtrujący napięcie doprowadzone do stopnia wejściowego wewnątrz wzmacniacza.

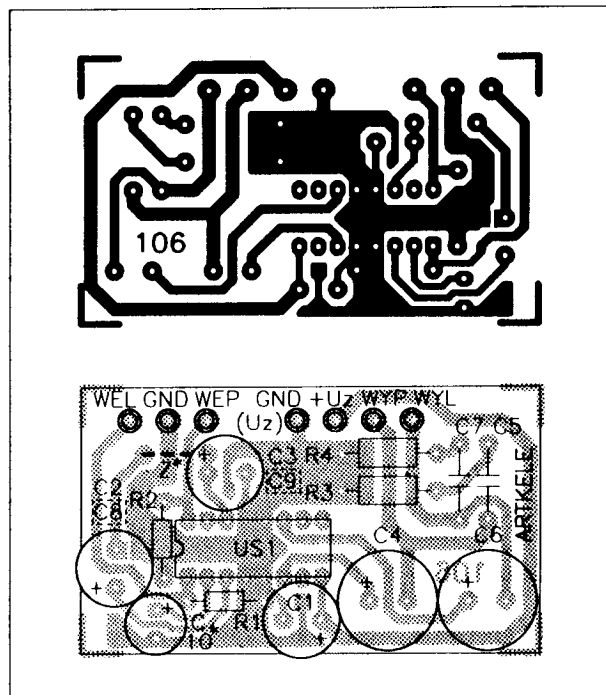
Na schematach ideowych kondensator C10 zaznaczono linią przerywaną.



Rys. 4 Schemat ideowy mostkowego wzmacniacza mocy

Płytką drukowaną została zaprojektowana pod układy scalone TDA 2822 lub TDA 2824 w sposób umożliwiający zbudowanie wzmacniacza stereofonicznego lub też mostkowego. Dla poprawnej pracy wzmacniacza konieczne jest właściwe podłączenie przewodów masy. Masę sygnałową (ekran przewodu) dołącza się w punkcie GND umieszczonym pomiędzy wejściami lewego i prawego kanału. Masę zasilacza i głośników lub

sluchawek łączy się razem w punkcie GND (U_z). W wersji mostkowej sygnał wejściowy doprowadza się do wejścia kanału lewego (WEL), a głośnik włącza się po między wyjścia kanałów lewego i prawego.



Rys. 5 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Tabela 2. Parametry charakterystyczne wzmacniacza stereofonicznego

Parametr	Oznaczenie	Warunki pomiaru	TDA 2822			TDA2822M			Jednostka
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Napięcie zasilania	V_s		3		15	1,8		15	V
Napięcie wyjściowe	V_o	$V_s = 9\text{ V}$		4					V
		$V_s = 6\text{ V}$		2,7			2,7		V
		$V_s = 3\text{ V}$					1,2		V
Spoczynkowy prąd zasilania	I_d			6	12		6	9	mA
Wejściowy prąd polaryzacji	I_b			100			100		nA
Moc wyjściowa (dla każdego kanału)	P_o	$h = 10\% f = 1\text{ kHz}$							
		$V_s = 9\text{ V } R_L = 4\ \Omega$	1,3	1,7					W
		$V_s = 6\text{ V } R_L = 4\ \Omega$	0,45	0,65		0,45	0,65		W
		$V_s = 4,5\text{ V } R_L = 4\ \Omega$		0,32			0,32		W
		$V_s = 3\text{ V } R_L = 4\ \Omega$					0,11		W
Współczynnik zniekształceń nieliniowych	h	$f = 1\text{ kHz}$							
		$R_L = 8\ \Omega P_o = 0,5\text{ W}$		0,2					%
		$R_L = 8\ \Omega P_o = 0,15\text{ W}$					0,2		%
Wzmocnienie napięciowe	A_u	$f = 1\text{ kHz}$	36	39	41	36	39	41	dB
Rezystancja wejściowa	R_I	$f = 1\text{ kHz}$	100			100			k Ω
Tłumienie tętnień									
napięcia zasilającego	SVR	$f = 100\text{ Hz}$	24	30		24	30		dB
Separacja kanałów	CS	$R_g = 10\text{ k}\Omega f = 1\text{ kHz}$		50			50		dB

Tabela 3. Parametry charakterystyczne wzmacniacza mostkowego

Parametr	Oznaczenie	Warunki pomiaru	TDA 2822			TDA2822M			Jednostka
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Napięcie zasilania	V_s		3		15	1,8		15	V
Spoczynkowy prąd zasilania	I_d			6	12		6	9	mA
Wyściowe napięcie niezrównoważenia	V_{of}	$R_L = 8 \Omega$		10	60			50	mV
Wejściowy prąd polaryzacji	I_b			100			100		nA
Moc wyjściowa	P_o	$h = 10\% f = 1 \text{ kHz}$							
		$V_s = 9 \text{ V } R_L = 8 \Omega$	2,7	3,2					W
		$V_s = 6 \text{ V } R_L = 8 \Omega$	0,9	1,35		0,9	1,35		W
		$V_s = 4,5 \text{ V } R_L = 8 \Omega$		1			0,7		W
		$V_s = 3 \text{ V } R_L = 8 \Omega$					0,22		W
Współczynnik zniekształceń nieliniowych	h	$f = 1 \text{ kHz}$							
		$R_L = 8 \Omega P_o = 0,5 \text{ W}$		0,2		0,2			%
Wzmocnienie napięciowe	A_u	$f = 1 \text{ kHz}$		39			39		dB
Rezystancja wejściowa	R_i	$f = 1 \text{ kHz}$	100			100			k Ω
Tłumienie tętnień napięcia zasilającego	SVR	$f = 100 \text{ Hz}$		40			40		dB

We wzmacniaczu stereofonicznym nie montuje się zwory Z^* , a ujemną okładkę kondensatora C2 zwiera się kropłą cyny z masą (po stronie druku). Natomiast we wzmacniaczu mostkowym Zwora Z^* jest zamontowana. W miejsce kondensatora C3 zamontowany jest kondensator C9. Zamiast elementów R2, C4, C6 zamontowane są zwory. Zamiast kondensatora C2 montuje się kondensator C8.

Kondensatory C10 montuje się w obu wersjach wzmacniacza tylko w przypadku zastosowania układu TDA 2824. Także w przypadku układu TDA 2824 wartości kondensatorów C2 i C3 w wersji stereofonicznej wynoszą $4,7 \mu\text{F}/16 \text{ V}$.

Wzmacniacz może zostać obciążony głośnikami o impedancji $4 \div 8 \Omega$, lub słuchawkami $16 \div 200 \Omega$.

Wykaz elementów

US1 – TDA 2822 (TDA 2824)
R1 – $10 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$

R2 – $10 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$ tylko w wersji stereofonicznej
R3, R4 – $4,7 \Omega/0,5 \text{ W}$
C1 – $10 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U
C2, C3 – $100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U tylko w wersji stereofonicznej, (dla TDA 2824 – $4,7 \mu\text{F}/16 \text{ V}$)
C5, C7 – $100 \text{ nF}/100 \text{ V}$ typ MKSE-018-02
C4, C6 – $1000 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U tylko w wersji stereofonicznej
C8 – $10 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U tylko w wersji mostkowej
C9 – 10 nF typ KFP tylko w wersji mostkowej
C10 – $22 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U tylko dla TDA 2824
płytką drukowaną numer 106

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 5.300 zł + koszty wysyłki.

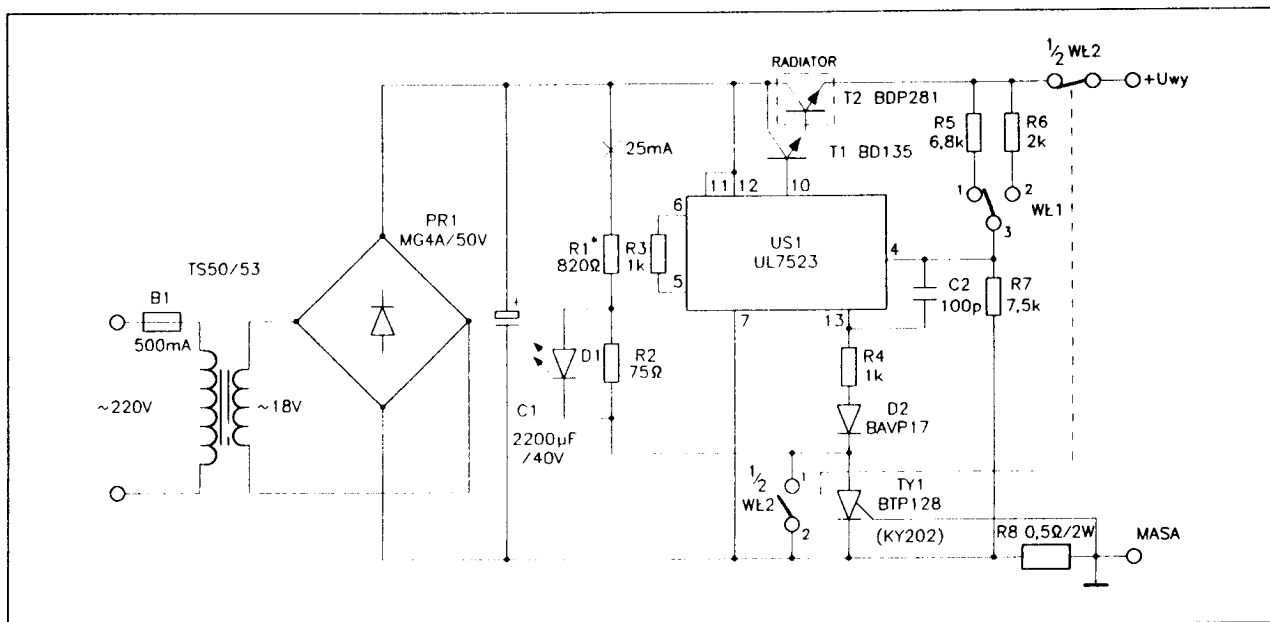
◇ Ireneusz Konieczny

Zasilacz stabilizowany 13,8/9 V

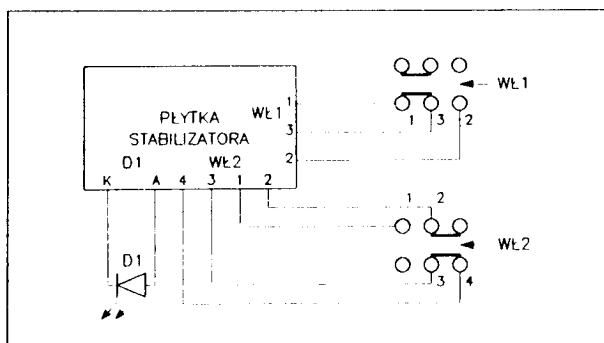
Do redakcji napływa coraz więcej listów z konstrukcjami projektowanymi przez naszych Czytelników. Postanowiliśmy zatem udostępnić im łamy naszego pisma i począwszy od bieżącego numeru będziemy zamieszczać najciekawsze propozycje. W przyszłym numerze Praktycznego Elektronika zamieścimy wymagania, jakie powinny spełniać nadesłane materiały. Poniżej zamieszczamy krótki artykuł opisujący zasilacz stabilizowany z zanikającym prądem nadesłany przez Czytelnika.

Chciałbym podzielić się układem zasilacza z tzw. zanikającym prądem. Układ ma dwa napięcia wyjściowe 9 i 13,8 V zmieniane przełącznikiem WŁ1. Zasilacz został zaprojektowany z przeznaczeniem zasilania wzmacniacza UKF.

W przypadku zwarcia lub przeciążenia prąd płynący przez rezystor R8 wywołuje na nim spadek napięcia, który włącza tyrystor TY1. W takim przypadku prąd wyjściowy spada do wartości kilkuset μA , a napięcie wyjściowe do setnych części volta. Dioda D1 sygnalizuje zwarcie lub przeciążenie.

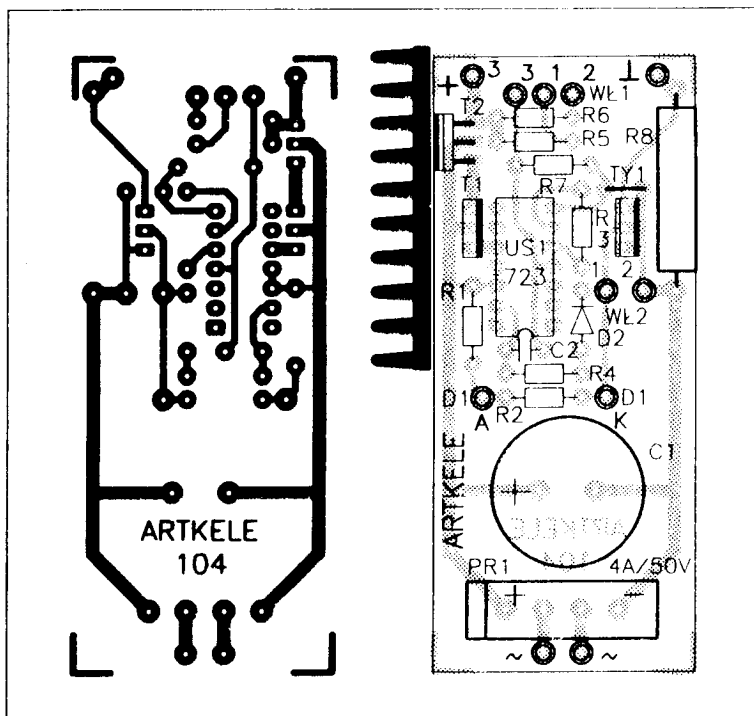


Rys. 1 Schemat ideowy stabilizatora



Rys. 2 Schemat blokowy połączeń płytki stabilizatora z włącznikami

Zaletą tego rozwiązania jest wyeliminowanie grzania się tranzystora szeregowego T2 w czasie zwarcia. Aby uruchomić zasilacz po usunięciu zwarcia należy zerwać katodę z anodą tyrystora TY1. Przeznaczony do tego jest włącznik WL2. W rozwiązaniu modelowym zastosowałem tyrystor KY 202 (można też zastosować tyrystor BTP 128 przyp. red), gdyż jest on tani i łatwo dostępny. Warunkiem prawidłowego działania zabezpieczenia prądowego jest przepływ prądu o wartości min. 25 mA w obwodzie anodowym tyrystora w czasie zwarcia (stosując tyrystor BTP 128 wartość prądu anodowego powinna wynosić ok. 30÷40 mA. Regulację można przeprowadzić zmieniając wartość rezystora R1 przyp. red.).



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Zabezpieczenie włącza się gdy spadek napięcia na rezystorze R8 przekroczy wartość ok. 0,6 V. Wartość rezystora dla założonej wartości maksymalnej prądu można obliczyć na podstawie wzoru:

$$R8 [\Omega] = \frac{0,6 \text{ V}}{I_{\max} [\text{A}]}$$

Podana na schemacie wartość rezystora R8 odpowiada włączeniu zabezpieczenia przy prądzie wyjściowym przekraczającym 1,2 A.

Przy dobieraniu oporników R1 i R2 należy zwrócić uwagę, aby prąd płynący przez diodę D1 nie przekroczył wartości 20 mA. Opisany układ działa niezawodnie już przez trzy miesiące.

Wykaz elementów

- US1 – UL 7523 (μ A 723, MAA 723, KP142EH1 – prod. ZSRR)
- T1 – BD 135 (BD137, BD139)
- T2 – BDP 281 (BDP 283, 285, 391, 393, 395)
- TY1 – KY 202 (BTP 128-400, BTP129-650)

- D1 – dioda elektroluminescencyjna, typ i kolor świecenia dowolny
 D2 – BAVP 17÷21 (1N4148)
 PR1 – MG 4A/50V
 R1 – 820 Ω /0,125 W dobierany patrz opis w tekście
 R2 – 75 Ω /0,125 W
 R3, R4 – 1 k Ω /0,125 W
 R5 – 6,8 k Ω /0,125 W
 R6 – 2 k Ω /0,125 W
 R7 – 7,5 k Ω /0,125 W
 R8 – 0,5 Ω /2 W patrz opis w tekście
 C1 – 2200 μ F/40 V miniaturowy prod. zach.
 C2 – 100 pF typ KCPf

płytką drukowaną numer 104

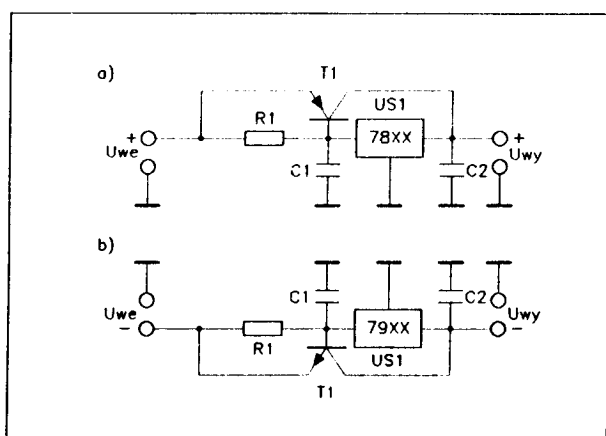
Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 6.900 zł + koszty wysyłki.

◇ Rafał Orodziński

Od redakcji

Przy okazji powyższego artykułu przedstawiamy kilka praktycznych układów zasilaczy z wykorzystaniem popularnych monolitycznych stabilizatorów napięcia LM 78XX i LM 79XX. Rodzina tych stabilizatorów o maksymalnym prądzie wyjściowym 1 A była opisana w PE 2/92. Wartość prądu wyjściowego nie zawsze jest wystarczająca. Rozwiązanie tego problemu jest bardzo proste i polega na dołączeniu zewnętrznego tranzystora regulacyjnego. Na rysunku 1a przedstawiono układ pozwalający zwiększyć prąd wyjściowy zasilacza napięć dodatnich, a na rysunku 1b napięć ujemnych.



Rys. 1 Stabilizatory napięć dodatnich i ujemnych z dodatkowymi tranzystorami zwiększającymi prąd wyjściowy

Zasada pracy jest obu tych układów jest identyczna, różnią się one tylko typem przewodnictwa dodatkowych tranzystorów. Prąd płynący przez stabilizator I, wywo-

duje spadek napięcia na rezystorze R1. Po przekroczeniu pewnej wartości tego prądu zaczyna przewodzić tranzystor T1 przejmując w ten sposób zwiększony prąd pobierany z zasilacza. W układach praktycznych wartość rezystora dobiera się w taki sposób, aby tranzystor zaczął przewodzić przy wartości prądu równej 80÷90 daje gwarancję, że każdy egzemplarz tranzystora T1, będzie pracował prawidłowo. Do obliczenia wartości rezystora R1 można posłużyć się wzorem:

$$R1 [\Omega] = \frac{U_{BE} [V] \cdot (1 + h_{21})}{I_{st} [A] \cdot (1 + h_{21}) - I_o [A]}, \text{ gdzie}$$

U_{BE} – napięcie baza-emiter tranzystora T1

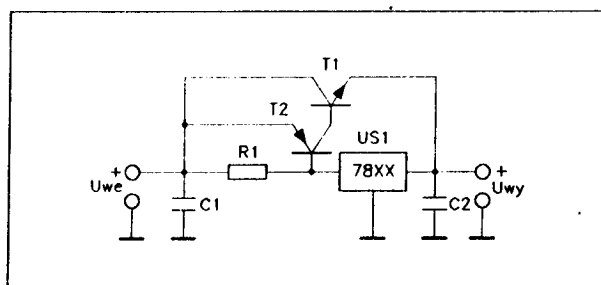
h_{21} – współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora

I_{st} – prąd stabilizatora przy którym włącza się tranzystor przyjmowany z reguły jako 0,8÷0,9 wartości prądu maksymalnego stabilizatora

I_o – maksymalny prąd wyjściowy zasilacza

Dla większości zastosowań z wykorzystaniem monolitycznych stabilizatorów serii 78XX i 79XX o prądzie maksymalnym 1 A można przyjąć wartość rezystora R1 równą 0,8 Ω dla zasilacza o prądzie maksymalnym do 3 A i 1 Ω dla zasilacza o prądzie maksymalnym do 5 A. Trzeba pamiętać o tym, że w rezystorze R1 wydzielana jest znaczna ilość ciepła, w związku z czym powinien on mieć moc ok. 1÷2 W.

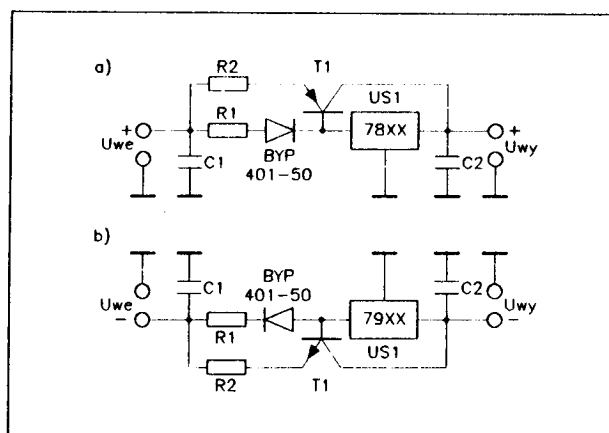
W stabilizatorze napięć dodatnich często spotykany jest układ Darlingtona pozwalający na zastosowanie tranzystora mocy o typie przewodnictwa npn (rys.2). W tym przypadku można posłużyć się także powyższym wzorem, podstawiając jako U_{BE} spadek napięcia na złączu baza-emiter tranzystora T2, oraz jako h_{21} iloczyn współczynników wzmocnienia prądowego tranzystorów T1 i T2.



Rys. 2 Stabilizator napięcia dodatniego o zwiększonym prądzie wyjściowym z układem Darlingtona

Opisane powyżej układy mają pewną wadę wynikającą ze zmiany napięcia baza-emiter wraz z temperaturą. Tranzystor szeregowy T1 podczas przepływu prądu rozgrzewa się i jego napięcie baza-emiter maleje. Powoduje to wzrost prądu tranzystora. Na rysunku 3 zamieszczono układ, w którym do obwodu wprowadzono dodatkową diodę, która powinna być połączona

termicznie z obudową tranzystora. Dioda ta pozwala na wyeliminowanie zjawiska zmiany rozprywu prądów wraz ze zmianami temperatury.

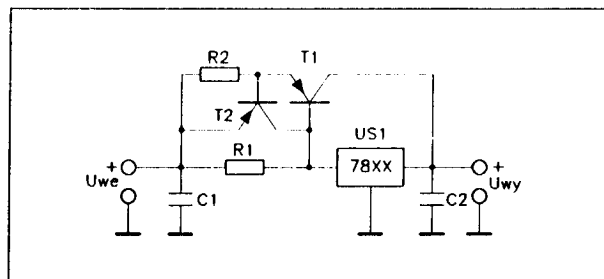


Rys. 3 Stabilizatory o zwiększonym prądzie wyjściowym z diodą kompensującą wpływ zmian temperatury

W układzie z rys.3 rozpryw prądów pomiędzy stabilizator i tranzystor jest proporcjonalny do stosunku wartości rezystorów $R1$ i $R2$. Z wystarczającym przybliżeniem można przyjąć dla stabilizatorów serii 78XX i 79XX o maksymalnym prądzie wyjściowym 1 A, że w zasilaczach o prądzie wyjściowym do 3 A rezystory mają wartości: $R1 = 0,8 \Omega$, $R2 = 0,33 \Omega$, a w zasilaczach o prądzie wyjściowym do 5 A – $R1 = 1 \Omega$, $R2 = 0,22 \Omega$. Moc rezystorów powinna wynosić ok. $1 \div 2$ W.

Prezentowane układy mogą być stosowane tam, gdzie ryzyko zwarcia wyjścia zasilacza jest minimalne. Przy przeciążeniu lub zwarciu prąd płynący przez tranzystor szeregowy $T1$ może przekroczyć wartość dopuszczalną, podczas gdy prąd monolitycznego stabiliza-

tora nie osiągnie wartości przy której zadziałają wewnętrzne układy zabezpieczające. Bezpieczniejsze pod tym względem jest rozwiązanie z rys.3, w którym rozpryw prądów zależny jest od stosunku rezystorów $R1$ i $R2$ także podczas zwarcia.



Rys. 4 Stabilizator o zwiększonym prądzie wyjściowym z zabezpieczeniem przeciążeniowym tranzystora szeregowego

Na rysunku 4 przedstawiono układ posiadający zabezpieczenie tranzystora szeregowego $T1$. W układzie tym przy nadmiernym wzroście prądu tranzystora $T1$ spadek napięcia na rezystorze $R2$ powoduje, że zaczyna przewodzić tranzystor $T2$. Przez ten tranzystor płynie do wejścia stabilizatora dodatkowy prąd, który powoduje zadziałanie jego wewnętrznych układów zabezpieczających. W czasie zwarcia prąd płynący przez tranzystor $T2$ jest równy prądowi maksymalnemu stabilizatora monolitycznego. Dlatego też jako $T2$ należy stosować tranzystor, o odpowiedniej mocy i prądzie maksymalnym, umieszczony na radiatorze razem z tranzystorem $T1$. Wartości rezystorów powinny wynosić dla zasilacza o prądzie maksymalnym do 3 A – $R1 = 1,5 \Omega$, $R2 = 0,2 \Omega$, a dla zasilacza 5 A – $R1 = 1,6 \Omega$, $R2 = 0,1 \Omega$.

◇ Redakcja

Mini odbiornik stereofoniczny UKF – dokończenie

Montaż i uruchomienie

Pierwszą czynnością przy budowie odbiornika jest nawinięcie cewek. Cewkę $L1$ nawija się bifilarnie drutem nawojowym w emalii DNE o średnicy 0,3 mm, trzy zwoje. Nawijanie bifilarne oznacza, że uzwojenie pierwotne i wtórne nawija się równocześnie dwoma przewodami. Zwoje powinny być umieszczone jeden obok drugiego. Zakończenia uzwojenia pierwotnego wyprowadzone zostały po jednej stronie cewki, natomiast wyprowadzenia uzwojenia wtórnego po przeciwnej stronie. Na karkas wykorzystano plastikowy korpus cewki 12×12 . Na rysunku 2 przedstawiono wygląd wszyst-

kich cewek. Dla cewki $L1$ sztucznie pogrubiono jedno z uzwojeń, aby uwidocznic zasadę nawijania bifilarnego.

Rdzeń cewki $L1$ wykonany z ferrytu U-31 o średnicy 4 mm i długości 8 lub 10 mm może pochodzić ze starej cewki typu 12×12 , gdzie liczba 12 określa wymiar podstawy korpusu cewki w milimetrach.

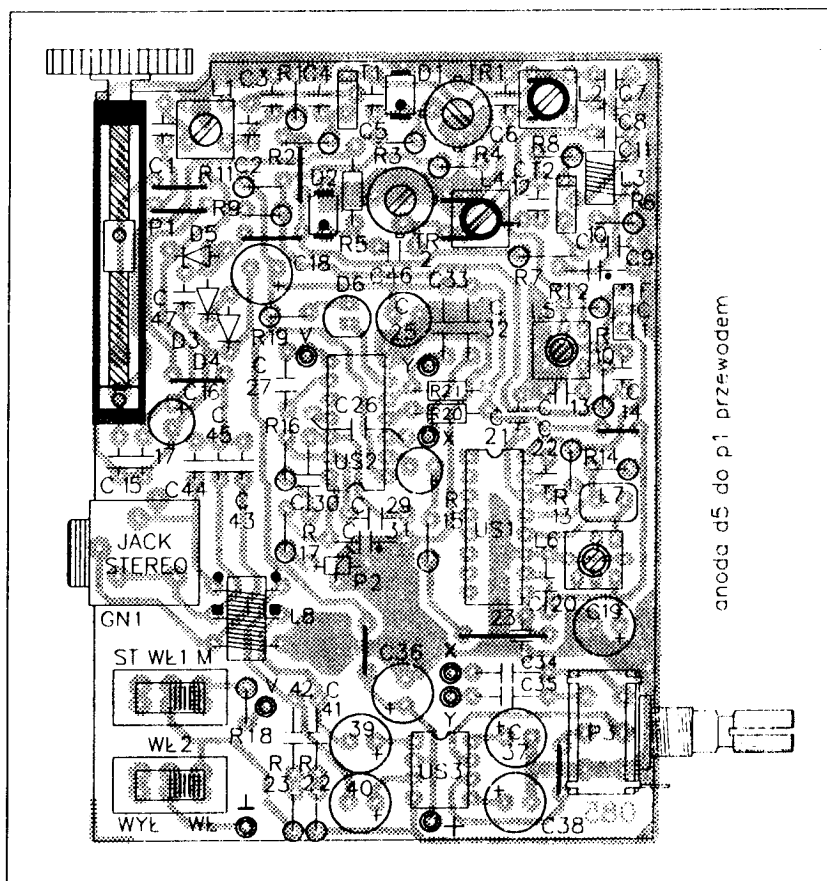
Cewkę $L2$ nawinięto "srebrzanką" o średnicy 0,8 mm, cztery zwoje. Odległości pomiędzy sąsiednimi zwojami wynoszą jedną średnicę drutu. Dla ułatwienia sobie pracy można nawinąć drut zwoj przy zwoju, a następnie cewkę delikatnie rozciągnąć. Rdzeń zastosowany w cewce $L2$ jest dokładnie taki sam jak w cewce $L1$. Końce uzwojenia wyprowadzono po jednej stronie korpusu.

Cewka L3 jest cewką powietrzną, nie strojoną i została nawinięta na odcinku rurki igielitowej o średnicy ok. 4,5 mm drutem nawojowym w emalii DNE o średnicy 0,1 mm, 13 zwojów obok siebie.

Do nawinięcia cewki heterodyny L4 posłużono się "srebrzanką" o średnicy 0,8 mm i korpusem takim samym jak w przypadku cewki L2. Nawinięto 6 zwojów z przerwami wynoszącymi ok. połowę średnicy drutu. Uzwojenia wyprowadzono po jednej stronie plastikowego korpusu. Cewka posiada odczep umieszczony po 1,5 zwoju licząc od dołu cewki. Odczep został wyprowadzony po przeciwnej stronie niż końce uzwojeń. Lutowanie odczepu przeprowadza się na uzwojeniu zdjętym z plastikowego korpusu, który bardzo łatwo ulega stopieniu w kontakcie z grotem lutownicy.

Uwaga! Podczas wykonywania cewki L4 trzeba zachować taki sam kierunek nawijania jak pokazano to na rys.2, gdyż przy zmianie kierunku na przeciwny odczep wypadnie także 1,5 zwoju (licząc od dołu cewki), ale elektrycznie odpowiadać to będzie umieszczeniu odczepu 1,5 zwoju od góry, gdyż zamianie ulegną końce wyprowadzeń. W cewce L4 zastosowano rdzeń aluminiowy o średnicy 4 mm i długości 10 mm wymontowany z cewki heterodyny ze starej głowicy UKF.

Dławik L8 został nawinięty drutem nawojowym o średnicy 0,2 mm, 3×12 zwojów na takim samym rdzeniu jak w przypadku cewki L2. Uzwojenia nawijano równocześnie trzema odcinkami przewodów. Przed wlutowaniem dławika, przy pomocy omomierza identyfikuje się końce poszczególnych uzwojeń. Dla ułatwienia można na obu końcach wyprowadzeniach zawiązać supeł, dla pierwszego uzwojenia jeden, dla drugiego dwa, a dla trzeciego trzy. Wszystkie trzy uzwojenia są jednakowe.



Rys. 4 Rozmieszczenie elementów

Po nawinięciu cewek można rozpocząć montaż pozostałych elementów. Kondensator C26 został zamontowany nad układem scalonym US2.

Przy montażu kondensatora C23 należy zwrócić uwagę, czy nie powstało zwarcie pomiędzy jedną z nóżek kondensatora, a zworą. Kropki przy kondensatorach C9 i C31 oznaczają okładzinę zewnętrzną, która na kondensatorze zaznaczona jest zabarwieniem czoła zwijki. Na płytce drukowanej wykonuje się trzy połączenia przewodem izolowanym pomiędzy parami punktów V-V, X-X, Y-Y.

Od strony druku przylutowano kondensator C48 równolegle do trymera TR1. Także od strony druku poprowadzono połączenie pomiędzy anodą diody D3, a dolnym (na schemacie) wyprowadzeniem potencjometru P1. Do tego celu przewidziane są dwa wolne pola lutownicze. Z powodu braku miejsca, to połączenie nie jest zaznaczone na rysunku montażowym.

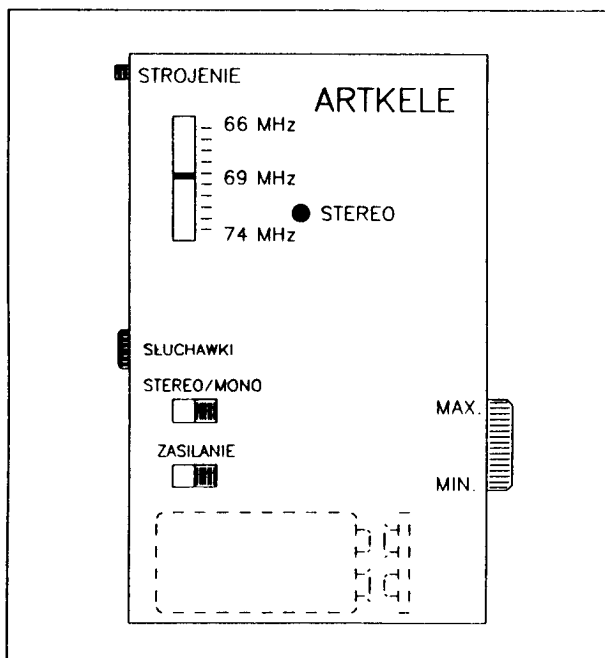
Zastosowane układy scalone pozwalają na zasilanie odbiornika napięciem $6 \div 12$ V. Dekoder stereofoniczny UI. 1609, lub MC 1609 może zostać zastąpiony dekoderni MC 1310 pod warunkiem, że układ będzie zasilany tylko napięciem $+12$ V. Przy zakupie układu wzmacniacza mocy TDA 2822M, który dostępny jest na polskim rynku, należy zwrócić uwagę na literkę "M", gdyż "bliźniaczy" układ o oznaczeniu TDA 2822 umieszczony jest w obudowie DIP 14 i nie będzie pasował do płytki drukowanej. Ostatnia praktyczna uwaga dotyczy diod BB 105G. Diody tego typu (produkcji polskiej) oznaczane są kolorową kropką na korpusie, dla diod BB 105G, kropka ta ma kolor zielony.

W związku z tym, że wielu amatorów nie posiada specjalistycznych przyrządów pozwalających na strojenie odbiorników radiowych, poniżej przedstawiam procedurę strojenia "na słuch" pozwalającą osiągnąć zadowalające rezultaty. W najbliższych numerach PE poświęcimy więcej uwagi procedurom strojenia radioodbiorników, oraz niezbędnym przyrządom pomiarowym (przyp. red.).

Po włączeniu zasilania w słuchawkach powinien być słyszalny szum. Świadczy to o tym, że heterodyna i tor p.cz. pracuje poprawnie. Dotykając palcem wejścia wzmacniacza p.cz. (nóżka 16 US1) powinno się usłyszeć słaby sygnał stacji nadającej na falach krótkich. Dźwięk może być mocno zniekształcony, ale nie ma to znaczenia.

Do kolektora tranzystora T1 należy przylutować odcinek przewodu o długości ok. 1 m, który spełni funkcję prowizorycznej anteny. Potencjometr P1 ustawia się w środkowym położeniu. Regulując na przemian cewkami L6 i L5 ustawia się najwyższy poziom szumu słyszanego w słuchawkach. W ten sposób osiąga się wstępne dostrojenie obwodu p.cz. i przesuwnika fazowego do częstotliwości środkowej filtra ceramicznego. Następnie należy bardzo wolno kręcić cewką L4, starając się usłyszeć jakąś stację radiową. Jeżeli nie przyniesie to rezultatu, trzeba nieco zmienić położenie trymera i dalej próbować stroić cewkę L4. W przypadku gdy dalej nie osiągnie się zamierzonego efektu można nieco ścisnąć lub rozciągnąć cewkę i powtórzyć całą procedurę. Przy ściskaniu cewki trzeba uważać, aby nie zewrzeć sąsiednich zwojów.

Kiedy uda się "złapać" stację należy potencjometrem P1 ustawić jak najlepszy odbiór. Następnie kręcąc na przemian cewkami L5 i L6 ustawia się czysty i jak najgłośniejszy odbiór stacji.



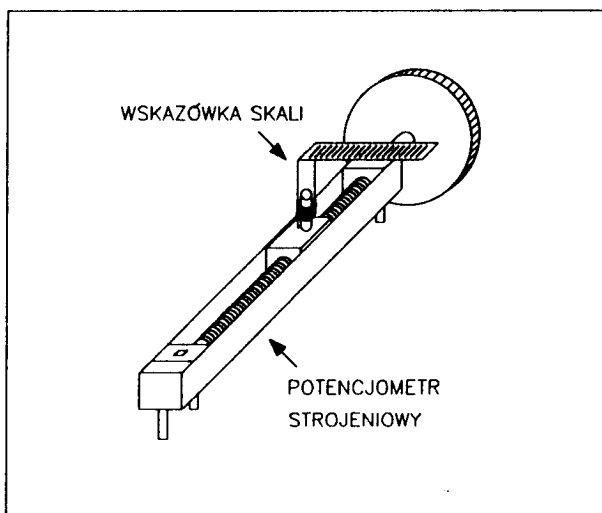
Rys. 5 Wygląd obudowy

Powyższe czynności pozwoliły na pełne zestrojenie toru p.cz. i kontrolę pracy heterodyny. Konieczne jest jeszcze takie zestrojenie heterodyny, aby możliwy był odbiór całego zakresu UKF. Na fabrycznym odbiorniku radiowym należy ustawić odbiór silnej stacji nadającej w pobliżu najniższych częstotliwości pasma UKF (65,5 MHz). Przyjmując wodzik potencjometru P1 za

wskazówkę skali ustawia się potencjometr w pozycji odpowiadającej położeniu wskazówki w odbiorniku radiowym. Regulując trymerem TR2 należy doprowadzić do odbioru stacji, która była wcześniej ustawiona na odbiorniku fabrycznym. W trakcie tych czynności odbiornik fabryczny powinien być wyłączony, aby nie zakłócał odbiornika strojonego.

W przypadku, gdy czynności te nie pozwolą "złapać" stacji, należy minimalnie zmienić położenie rdzenia cewki L4. Następnie na odbiorniku fabrycznym ustawia się odbiór silnej stacji w pobliżu górnej granicy zakresu UKF (74 MHz). Należy teraz powtórzyć wszystkie czynności z tym, że regulację przeprowadza się przy pomocy cewki L4 (położenie wodzika potencjometru P1 powinno odpowiadać położeniu wskazówki na skali odbiornika fabrycznego). Całą procedurę powtarza się kilka razy, tak aby uzyskać odbiór obu stacji w pobliżu krańcowych położenia potencjometru P1.

Powyższe czynności miały na celu takie ustawienie wartości pojemności i indukcyjności obwodu rezonansowego heterodyny, aby przy zmianach napięcia strojącego warikapu radio, odbierało cały zakres UKF.



Rys. 6 Montaż wskazówki do potencjometru strojącego

Można teraz odlutować prowizoryczną antenę i zestroić wzmacniacz w.cz. Procedura strojenia jest podobna do strojenia heterodyny. Trymerem TR1 ustawia się jak najlepszy (najmniej zaszumiony) odbiór stacji w pobliżu dolnego krańca pasma, a cewką L2 w pobliżu górnego. Tak jak poprzednio czynności te należy kilkakrotnie powtórzyć.

Podczas odbioru stacji w pobliżu środkowej części pasma cewką L1 ustawia się jak najlepszy odbiór. Regulacja ta może mieć bardzo mały wpływ na jakość odbioru, gdyż dobroć obwodu wejściowego jest mała.

Dostrajając odbiornik do stacji stereofonicznej potencjometr P2 ustawia się w środkowym położeniu pomiędzy punktami w których zapala się dioda D6.

Można jeszcze skorygować położenie cewek L5 i L6, w przypadku, gdy jakość odbioru jest niezadowalająca.

Na zakończenie cewkę L4 trzeba jeszcze zalać stopioną parafiną, tak aby uzwojenie nie mogło wykonać najmniejszego ruchu.

Procedura strojenia została opisana bardzo szczegółowo i może zniechęcić wiele osób. Proponuję dokładnie przeczytać jeszcze raz procedurę strojenia i postarać się jak najlepiej zrozumieć czemu służą poszczególne czynności, a okaże się że strojenie odbiornika nie jest wcale trudne. Od początkujących wymagana jest jednak pewna doza cierpliwości i skupienia, a efekt na pewno będzie zadowalający.

Wykaz elementów

US1	– UL 1219 (UL 1220, TDA 1220B, TDA 7220)
US2	– UL 1609 (MC 1309 MC 1310 – patrz opis w tekście)
US3	– TDA 2822M
T1, T2	– BF 195
D1, D2	– BB 105G (oznaczone na korpusie zieloną kropką)
D3, D4	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D5	– BZP 683 C3V3 (BZX 79 na napięcie Zenera 3,3 V)
D6	– dioda świecąca typ i kolor świecenia dowolny
R1	– 390 Ω /0,125 W
R2, R7	– 10 k Ω /0,125 W
R3, R5, R18	– 100 k Ω /0,125 W
R4	– 82 Ω /0,125 W
R6	– 330 Ω /0,125 W
R8, R10, R11	– 100 Ω /0,125 W
R9	– 5,1 k Ω /0,125 W
R12	– 270 Ω /0,125 W
R13	– 56 Ω /0,125 W
R14	– 560 Ω /0,125 W
R15, R16	– 1 k Ω /0,125 W
R17	– 15 k Ω /0,125 W
R19	– 2,2 k Ω /0,125 W
R20, R21	– 3,3 k Ω /0,125 W
R22, R23	– 10 Ω /0,125 W
P1	– 100 k Ω typ WT 2601, WT 27001

P2	– 10 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P3	– 47 k Ω B typ PRP 162 G, PRP 162 GC ₄₁
C1, C2, C8	– 33 pF typ KCP
C3÷C6, C10, C13÷C15, C17, C43÷C47	– 10 nF typ KFP
C7	– 2,2 pF typ KCPf
C9	– 330 pF/25 V typ KSF-020-ZM
C11	– 3,3 pF typ KCPf
C12	– 100 pF typ KCPf
C16, C24	– 2,2 μ F/25 V typ 04/U
C18, C36÷C40	– 100 μ F/16 V miniaturowe, prod. zach.
C19, C25	– 10 μ F/16 V
C20, C41, C42	– 100 nF/100V typ MKSE-018-02
C21, C22	– 22 nF typ KFP
C23	– 120 pF typ KCPf
C26	– 47 nF/100 V typ MKSE-018-02
C27, C29,	
C34, C35	– 220 nF/100 V typ MKSE-018-02
C30	– 470 nF/100 V typ MKSE-018-02
C31	– 470 pF/25 V typ KSF-020-ZM
C32, C33	– 15 nF/400 V typ MKSE-018-02
C48	– 15 pF typ KCP
TR1, TR2	– KCD-7-3/10 pF/160 V
L1÷L4, L8	– patrz opis w tekście
L5	– filtr miniaturowy 7×7 216
L6	– filtr miniaturowy 7×7 211
L7	– dławik miniaturowy 22 μ H
FC1	– filtr ceramiczny FCM 10,7 MHz, (SFE 10,7 MHz)
WŁ1, WŁ2	– miniaturowy przełącznik bistabilny
GN1	– stereofoniczne, miniaturowe gniazdo słuchawkowe typu "Jack"

płytką drukowaną numer 085

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 18.200 zł + koszty wysyłki.

◇ inż. Ryszard Balicki

Wzmacniacz mocy do radiotelefonu 27 MHz

Opisany w numerze 9/93 radiotelefon na pasmo 27 MHz wzbudził duże zainteresowanie ze strony Czytelników. Świadczą o tym dobitnie listy napływające do redakcji. Najczęściej poruszonym problemem jest mała moc wyjściowa i związany z tym mały zasięg. Postanowiliśmy więc rozwiązać ten problem i zbudować dodatkowy wzmacniacz mocy. Konstrukcja wzmacniacza jest bardzo prosta i nie powinna sprawić kłopotów podczas uruchamiania.

Opis układu

Rozwiązanie wzmacniacza jest nietypowe, z uwagi na to, że sygnał wyjściowy radiotelefonu jest już zmodulowany amplitudowo. Dodatkowo sytuację komplikuje konieczność przełączania radiotelefonu z nadawania na odbiór. W pierwszej kolejności opisana zostanie praca wzmacniacza podczas nadawania.

Uzwojenie cewki składa się z 15 zwojów z odczepem po 3 (górnych na schemacie) zwojach. Zakończenia przewodu należy wyprowadzić z cewki tak, aby pasowały one do płytki drukowanej. Jako cewkę L1 można wykorzystać cewkę dopasowania anteny z radiotelefonu, gdyż tam nie będzie ona już potrzebna.

W układzie wzmacniacza zastosowano tranzystor 2SC2314, który jest często stosowany w stopniach koń-

cowych nadajników CB. Jest on dostępny w sklepach z elementami elektronicznymi. Jeżeli nie powiedzie się zakup tego tranzystora można spróbować zastąpić go "zwykłym" tranzystorem BD 135 (identyczna obudowa i wyprowadzenia). Należy się jednak liczyć ze znacznym spadkiem mocy wyjściowej.

Zasady prenumeraty

Prenumeratę przyjmujemy począwszy od pierwszego numeru za rok 1994 – po otrzymaniu przez Wydawnictwo ARTKELE kuponu wpłaty. Aby mieć gwarancję, że prenumerata rozpocznie się od pierwszego numeru prosimy dokonać wpłaty odpowiednio wcześniej, tak aby wypełniony kupon dotarł do Wydawnictwa w terminie do 15 grudnia 1993.

Wypełniając kupon należy wpisać:

- kwotę (cyframi i słownie) równą wartości zamawianych numerów czasopisma.
- imię i nazwisko oraz adres (koniecznie z kodem pocztowym) prenumeratora. Prosimy o czytelne wypełnienie kuponu, gdyż pozwoli to uniknąć pomyłek.
- odcinek przekazu "Pokwitowanie dla wpłacającego" prosimy zachować.

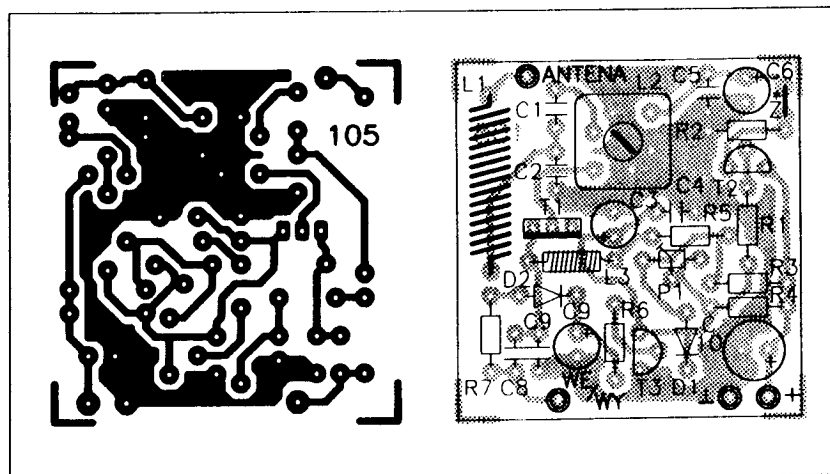
- zaprenumerowane egzemplarze czasopisma będą wysyłane na adres wskazany przez zamawiającego na odcinku przekazu "Odcinek dla posiadacza rachunku" w rubryce "Adres wysyłki".

- Wydawnictwo ARTKELE nie ponosi odpowiedzialności za problemy wynikłe z błędnego wypełnienia przekazu.

Cena dla prenumeratorów wynosi 12.000 zł wraz z kosztami wysyłki za jeden egzemplarz pisma Praktyczny Elektronik do końca 1994 roku. Wydawnictwo ARTKELE zastrzega sobie możliwość pobrania dopłaty od prenumeratora w przypadku zmiany stawek podatku VAT. W dniu, w którym oddajemy numer do druku nie posiadamy żadnych informacji na temat reguł podatkowych, które będą obowiązywały w przyszłym roku.

Pokwitowanie dla wpłacającego	Odcinek dla posiadacza rachunku	Odcinek dla banku
zł.....	zł.....	zł.....
słownie.....	słownie.....	słownie.....
wpłacający.....	wpłacający.....	wpłacający.....
dokładny adres.....	dokładny adres.....	dokładny adres.....
na rachunek:	na rachunek:	na rachunek:
ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra
Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541
		
datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.
Opłata zł.....	Opłata zł.....	Opłata zł.....

Do uruchomienia układu niezbędny jest miliamperomierz, oraz dwa działające radiotelefony 27 MHz. Przed połączeniem układów w miejsce zwory Z* włączamy amperomierz i regulując potencjometrem P1 ustawiamy prąd kolektora na ok. 3,5 mA. Zakres regulacji potencjometrem powinien pozwalać na ustawienie dowolnej wartości prądu z przedziału 0÷6 mA. Jeżeli nie można uzyskać prądu 6 mA należy szeregowo z diodą D1 wlutować rezystor o wartości 50÷100 Ω.



Rys. 2 Schemat ideowy płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Po wykonaniu tych wstępnych czynności można połączyć obie płytki. Płytke wzmacniacza montuje się na przedłużeniu płytki radiotelefonu od strony generatora. Wejście wzmacniacza łączy się bezpośrednio z wyjściem cewki L2 w radiotelefonie. Cewkę L1 i rezystor R1 (10 Ω) należy wlutować. Masę wzmacniacza łączymy z masą radiotelefonu w pobliżu cewki L2. Zasilanie prowadzimy odcinkiem przewodu izolowanego. Pomiedzy wyjście wzmacniacza, a masę wlutowujemy rezystor o wartości 51 Ω.

Po włączeniu nadawania napięcie na kolektorze tranzystora T3 powinno spaść do 0,1 V, a prąd kolektora tranzystora T1 powinien wzrosnąć do wartości 40÷70 mA. Jeżeli napięcie na kolektorze T3 spadło do 0 V, a prąd kolektora T1 pozostał bez zmian lub wzrósł nieznacznie należy przeprowadzić regulację cewką L2.

Zamawiam prawnicę:
«Praktyczny Elektronik»

wybany okres prenumeraty
zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1994r.	II kwartał 1994r.	III kwartał 1994r.	IV kwartał 1994r.
36.000,-	36.000,-	36.000,-	36.000,-

Cena 1 egzemplarza wraz
z kosztami wysyłki - 12.000,-zł

ADRES WYSYŁKI:

.....
nazwisko (lub firma)

.....
ulica/numer domu

.....
kod pocztowy

.....
mięscowość

kupon ważny do 15.12.1993r.

Zamawiam prawnicę:
«Praktyczny Elektronik»

wybany okres prenumeraty
zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1994r.	II kwartał 1994r.	III kwartał 1994r.	IV kwartał 1994r.
36.000,-	36.000,-	36.000,-	36.000,-

Cena 1 egzemplarza wraz
z kosztami wysyłki - 12.000,-zł

ADRES WYSYŁKI:

.....
nazwisko (lub firma)

.....
ulica/numer domu

.....
kod pocztowy

.....
mięscowość

kupon ważny do 15.12.1993r.

Zamawiam prawnicę:
«Praktyczny Elektronik»

wybany okres prenumeraty
zaznaczyć krzyżykiem

I kwartał 1994r.	II kwartał 1994r.	III kwartał 1994r.	IV kwartał 1994r.
36.000,-	36.000,-	36.000,-	36.000,-

Cena 1 egzemplarza wraz
z kosztami wysyłki - 12.000,-zł

ADRES WYSYŁKI:

.....
nazwisko (lub firma)

.....
ulica/numer domu

.....
kod pocztowy

.....
mięscowość

kupon ważny do 15.12.1993r.

W przypadku, gdy napięcie na kolektorze T3 nie spadło trzeba sprawdzić radiotelefon, lub delikatnie odstroić cewkę L2 w radiotelefonie.

Następnie do wyjścia dołączamy sondę w.c.z. opisaną w artykule pt.: "Radiotelefon..." PE 9/93. Regulując cewką L2, potencjometrem P1, oraz cewką L2 w radiotelefonie ustawiamy największą amplitudę sygnału wyjściowego. Powinna ona wynosić ok. $8 \div 10$ V. Wartość 10 V określa amplitudę szczyt-szczyt, gdyż opisana sonda w.c.z. podwaja napięcie.

W przypadku gdy nie uda się uzyskać tak dużej amplitudy można spróbować zmienić wartość kondensatora C8 na ok. $33 \div 82$ pF. Amplituda sygnału wyjściowego 10 V odpowiada mocy wyjściowej 250 mW. Po tych regulacjach przeprowadza się dopasowanie anteny zgodnie z opisem w artykule o radiotelefonie.

Moc sygnału wyjściowego zależy także od głębokości modulacji fali nośnej. Dlatego też wskazane jest sprawdzenie siły sygnału odbieranego przez drugi radiotelefon. Większa głębokość modulacji objawia się wzrostem siły głosu podczas odbioru. W trakcie prób regulując potencjometrem P1 staramy się uzyskać największą siłę głosu przy odbiorze. Trzeba też zwrócić uwagę na zniekształcenia, które pojawią się przy zbyt dużej głębokości modulacji. Po tych próbach wskazane jest sprawdzenie amplitudy sygnału wyjściowego wzmacniacza. Nie powinna ona być mniejsza niż 80% wartości ustawionej pierwotnie.

Wykaz elementów

T1	– 2SC2314
T2	– BC 327-16 (BC 328-16)
T3	– BC 337-16 (BC 337-16)
D1	– BAVP 17÷21 (1N4148)

D2	– AAP 155
R1	– $22 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R2	– $10 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R3	– $2 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R4, R6	– $4,7 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R5	– $1 \text{ k}\Omega/0,125 \text{ W}$
R7	– $100 \Omega/0,125 \text{ W}$
P1	– 470Ω typ TVP 1232 "stojący"
C1	– 33 pF typ KCP
C2	– 180 pF typ KCPf
C3, C6	– $10 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U
C4, C5	– 47 nF typ KFP
C7, C8	– 100 pF typ KCPf patrz opis w tekście
C9	– $2,2 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ typ 04/U
C10	– $22 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ typ 04/U
L1	– cewka powietrzna 31 zwojów ϕ 5 mm drutem DNE CuL ϕ 0,4 mm
L2	– cewka nawinięta na karkasie typu 12×12 , z rdzeniem walcowym Ms4 $\times 0,8 \times 10$ wykonanym z ferrytu U31, 15 zwojów, z odczepem po trzech zwojach, drut DNE CuL ϕ 0,4 mm
L3	– dławik na rdzeniu walcowym Ms4 $\times 0,8 \times 10$ wykonanym z ferrytu U31, nawinięty w "rowkach" gwintu do zapewnienia rdzenia, drut DNE CuL ϕ $0,2 \div 0,4$ mm

płytką drukowaną numer 105

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 5.300 zł + koszty wysyłki.

◇ Andrzej Rogalski

Miernikysterowania z pamięcią

Jakość dźwięku przekazywanego przez różne urządzenia elektroakustyczne w dużej mierze zależy od prawidłowej regulacji zakresu dynamiki. Przy zbyt małej dynamice wzrasta poziom szumów, a przekroczenie wartości pełnegoysterowania grozi wprowadzeniem zniekształceń nieliniowych. Dlatego też bardzo ważnym elementem toru elektroakustycznego jest miernikysterowania. W artykule opisano konstrukcję miernika z pamięcią amplitudy szczytów sygnału nazywanego po angielsku "peak hold level meter", co po polsku znaczy: miernik poziomu z pamięcią szczytów.

Powszechnie wiadomo, że o wielkościysterowania nie decyduje wartość skuteczna sygnału fonicznego, a jego amplituda, czyli wartość szczytowa. Prosta za-

leżność napięcia szczytowego od napięcia skutecznego, określona wzorem:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{sk} = 1,41 \cdot U_{sk}, \text{ gdzie}$$

U_m	– wartość szczytowa napięcia
U_{sk}	– wartość skuteczna napięcia

jest prawdziwa tylko dla napięć sinusoidalnych. Dlatego też do pomiarów napięć fonicznych, których kształt odbiega zasadniczo od napięcia sinusoidalnego nie można stosować prostych układów mierników napięć zmiennych. Nie jest także możliwe znalezienie współczynnika przeliczeniowego, gdyż kształt napięć fonicznych ulega ciągłej zmianie.

Wszystkie te czynniki powodują konieczność skonstruowania miernika wartości szczytowej napięcia

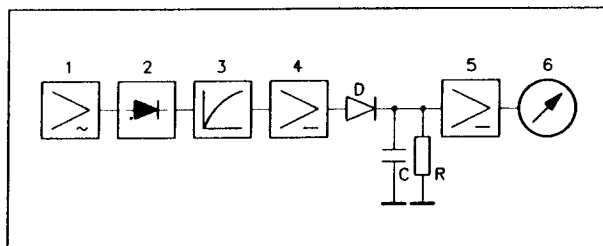
zmiennego o specjalnych właściwościach. Przy opracowywaniu takiego miernika uwzględniono także właściwości ucha ludzkiego. Miernikiysterowania wyskalowane są w mierze logarytmicznej – [dB].

Profesjonalne, szczytowe miernikiysterowania powinny charakteryzować się następującymi właściwościami dynamicznymi i elektrycznymi:

1. Przy pobudzeniu miernika standardowym impulsem wejściowym o czasie trwania 10 ms i częstotliwości wypełniającej ≥ 5 kHz o poziomie 0 dB, wskazówka miernika powinna osiągnąć wskazanie -1 dB, czyli 89% wychylenia odpowiadającego poziomowi 0 dB. Jako poziom 0 dB przyjęto pełne wystroowanie toru fonicznego, przy którym zniekształcenia nieliniowe nie przekraczają wartości znamionowych. Dla sprzętu profesjonalnego poziom 0 dB odpowiada 0,775 V wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego. Na podstawie powyższego założenia można stwierdzić, że miernik nie wykaże przestroowania bardzo krótkim impulsem ($T \leq 10$ ms) o znacznej amplitudzie. Wynika to z badań odsłuchowych przeprowadzonych wśród specjalnie przeszkolonych słuchaczy.
2. Czas opóźnienia wskazań powinien być mniejszy od 300 ms (spotyka się także określenie: czas narastania). Czas opóźnienia, to czas jaki upływa od momentu doprowadzenia do wejścia miernika napięcia zmiennego o amplitudzie 0 dB, do momentu osiągnięcia przez wskazówkę miernika poziomu -1 dB.
3. Przerzut wskazówki miernika powinien być mniejszy od 1 dB. Pod pojęciem przerzutu wskazówki rozumie się przekroczenie wychylenia wskazówki przy nagłym doprowadzeniu do wejścia miernika napięcia zmiennego o poziomie 0 dB.
4. Czas powrotu wskazówki od punktu 0 dB do punktu -20 dB na skali miernika powinien wynosić 1,75 s. Czas ten liczy się od momentu zaniku sygnału na wejściu.
5. Podziałka szczytowego miernikaysterowania powinna mieć charakter wykładniczy, a zakres obejmowanej dynamiki powinien wynosić co najmniej $-50 \div +6$ dB. Dla urządzeń amatorskich skala może obejmować mniejszy zakres $-20 \div +3$ dB.
6. Nierównomierność charakterystyki częstotliwościowej powinna zawierać się w przedziale $\pm 0,5$ dB dla częstotliwości 30 Hz $\div$ 20 kHz.
7. W mierniku powinien być zastosowany prostownik pełnookresowy, gdyż amplituda obu połówek przebiegu (zwłaszcza dla głosu ludzkiego) może być różna. W miernikach urządzeń amatorskich stosuje się prostowniki jednopółkwe.

Powyższe wymagania są bardzo ostre i trudne do spełnienia przez zwykły ustrój magnetoelektryczny. Dotyczy to zwłaszcza parametrów dynamicznych takich jak czas opóźnienia i przerzut wskazówki. Problemy te można w prosty sposób wyeliminować stosując miernik zbudowany na diodach elektroluminescencyjnych. Podziałka takiego miernika ma charakter dyskretny, co wynika ze skończonej ilości diod. W zakresie -10

$\div +6$ dB stosuje się diody w odstępach co 0,5 dB, a poniżej -10 dB co $2 \div 5$ dB. Profesjonalne mierniki diodowe zawierają od 20 do 100 diod świecących.



Rys. 1 Schemat blokowy profesjonalnego miernika szczytowego

Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy profesjonalnego, szczytowego miernikaysterowania. Sygnał wejściowy zostaje poddany wstępnemu wzmocnieniu we wzmacniaczu wejściowym napięcia zmiennego (1). Następnie zostaje on wyprostowany przez idealny prostownik pełnookresowy (2). Dużą dynamikę wskazań (proporcjonalną do logarytmu napięcia wejściowego) zapewnia układ logarytmujący (3). Po kolejnym wzmocnieniu przez wzmacniacz napięcia stałego (4) sygnał doprowadzony jest przez diodę D do układu całkującego RC, określającego parametry dynamiczne miernika tzn. szybki narost napięcia na kondensatorze C ($T_n \leq 300$ ms) i powolne opadanie ($T_o = 1,75$ s). Dioda D nie pozwala na szybkie rozładowywanie się kondensatora przez wyjście wzmacniacza (4). Kolejny wzmacniacz napięcia stałego (5) steruje pracą miernika wychyłowego lub diodowego.

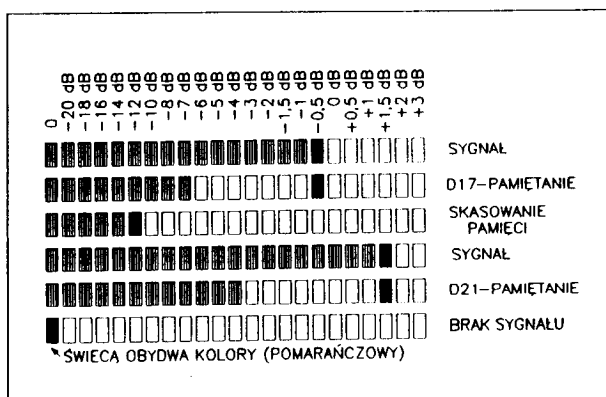
W prostszych urządzeniach amatorskich idealny prostownik pełnookresowy zostaje zastąpiony prostownikiem półokresowym, a układ logarytmujący jest pomijany przy dynamice wskazań obejmującej zakres $-20 \div +3$ dB.

Drugim rodzajem miernikówysterowania stosowanym najczęściej w sprzęcie amatorskim są mierniki VU (z ang. volume unit), których konstrukcja jest znacznie prostsza niż w przypadku mierników szczytowych. Podziałka mierników volume unit jest wycechowana w jednostkach VU, które odpowiadają decybelom wskazywanym przez miernik szczytowy, ale tylko w przypadku ciągłego sygnału sinusoidalnego. Często na podziałce zaznaczone są także wartości wyrażone w procentach wystroowania, gdzie 100% odpowiada poziomowi 0 dB. Zakres dynamiki mierników VU wynosi $-20 \div +3$ dB i nie wymaga stosowania układu logarytmującego. Poziom 0 dB jest umieszczony w punkcie odpowiadającym 71% długości łuku podziałki, a poziomy $+3$ dB i -20 dB w punktach 100%, i 7% długości łuku.

Dla sygnałów fonicznych wskazania mierników szczytowego i VU różnią się zasadniczo. Różnica ta wynika z długiego czasu całkowania mierników VU, który jest równy czasowi powrotu wskazówki i wynosi ok. 200-300 ms. Zatem mierniki VU nie rejestrują krótkotrwałych impulsów. Można powiedzieć, że wskaza-

nia mierników VU są proporcjonalne do mocy sygnału akustycznego. Z tego też względu są one najczęściej stosowane w magnetofonach amatorskich. W których zachowanie odpowiedniego poziomu zapisu, proporcjonalnego do mocy sygnału, zapewnia dobry odstęp od szumów.

Prostota układu miernika VU powoduje, że posługiwanie się nim wymaga dużej wprawy. Doświadczalnie stwierdzono, że przy audycjach słownych wskazania mierników VU mogą być niższe o 13 dB od wskazań mierników szczytowych, a w przypadku muzyki różnica ta wynosi ok. 10 dB.



Rys. 2 Wskazania miernika z pamięcią dla różnych sygnałów akustycznych

Opisywany w artykule miernik z pamięcią łączy cechy obu typów mierników. Zastosowano w nim wskaźnik składający się z 23 dwukolorowych diod świecących (rys.2). Diody świecące w kolorze zielonym zapalają się w postaci paska, którego długość jest proporcjonalna do poziomu sygnału wejściowego. Diody te są sterowane z części miernika pracującej w układzie VU. Natomiast te same diody świecące w kolorze czerwonym sterowane są przez miernik wartości szczytowej. W kolorze czerwonym zapalana jest tylko jedna dioda świecąca. Kondensator całkujący w mierniku szczytowym nie jest rozładowywany, co powoduje, że maksymalna amplituda napięcia zostaje na nim "zapamiętana". Co pewien okres czasu kondensator zostaje sztucznie rozładowany (skasowanie pamięci) i ponownie zapamiętuje największą wartość napięcia. Miernik o takiej konstrukcji pozwala na dokładną kontrolę poziomu napięcia sygnału akustycznego. Może on znaleźć zastosowanie we wzmacniaczach, stołach mikserskich, magnetofonach, analizatorach widma.

Opis układu

Sygnał wejściowy podlega wzmocnieniu przez wzmacniacz operacyjny US3. Współczynnik wzmocnienia wynosi ok. 32 razy dla napięć zmiennych. Napięcia stałe nie podlegają wzmocnieniu z uwagi na kondensator C4 umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego. Wejście nieodwracające wzmacniacza US3 spolaryzowane jest stałym napięciem o wartości ok. 0,6 V pobieranym

z diody uniwersalnej D28. Polaryzacja wejścia wzmacniacza US3 napięciem stałym ma na celu wstępne spolaryzowanie diod prostownika D29 i D30. W konsekwencji charakterystyka prostowników półokresowych jest w przybliżeniu liniowa nawet dla małych wartości sygnałów wejściowych.

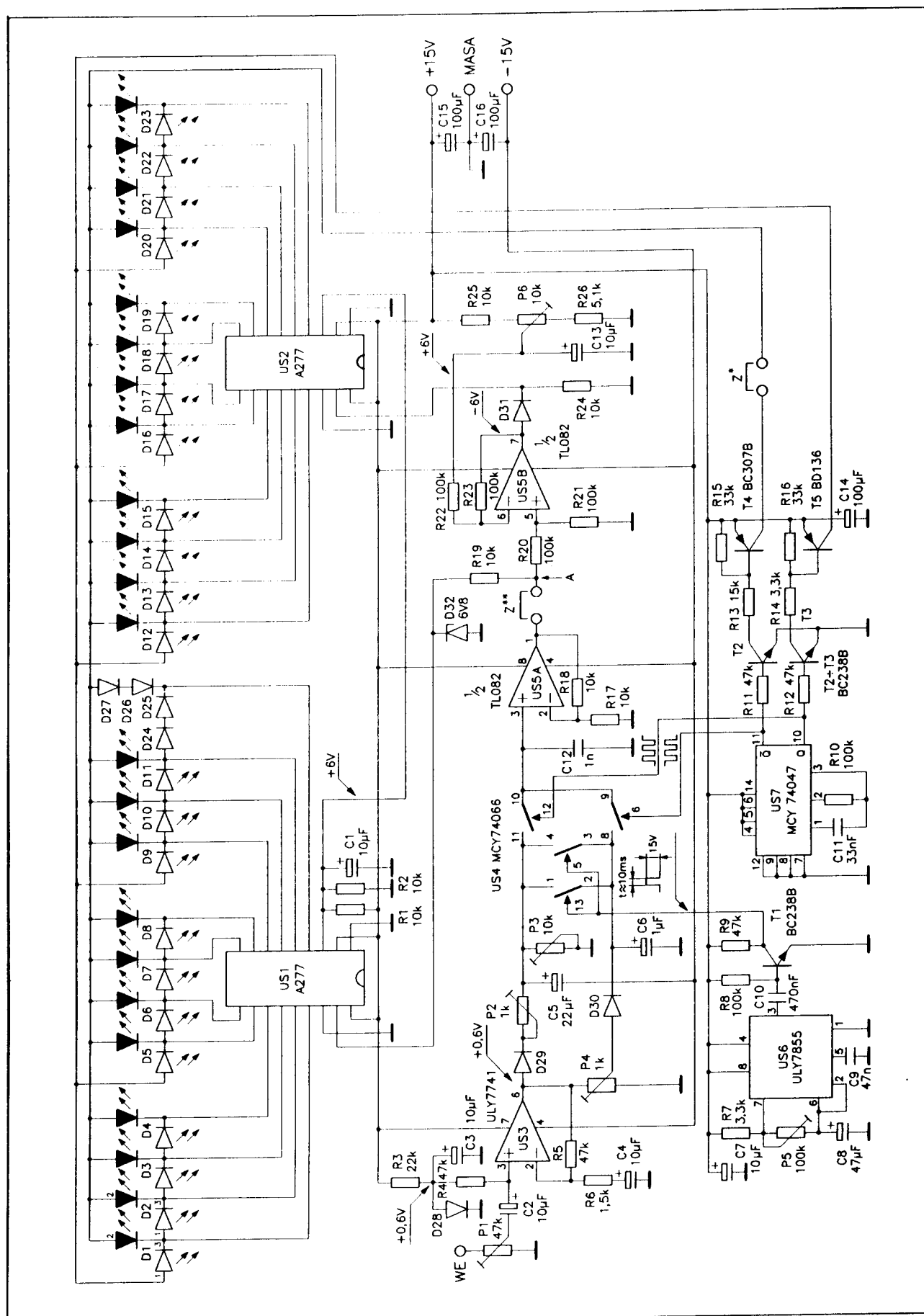
Z wyjścia wzmacniacza sygnał zmienny doprowadzony jest równocześnie do dwóch prostowników D29 i D30. Pierwszy z nich pracuje w układzie miernika VU, a drugi w układzie miernika szczytowego. Potencjometr P2 pozwala na regulację czasu opóźnienia wskazań $\tau_n = P2 \cdot C5$, a potencjometrem P3 można regulować czas opadania $\tau_o = P3 \cdot C5$. Potencjometry P2 i P3 tworzą ponadto dzielnik napięciowy dla sygnału wyprostowanego przez diodę D29. Współczynnik podziału zależy od ustawienia obu potencjometrów. Dlatego też sygnał zmienny doprowadzony do drugiego prostownika D30, C6 podlega także podziałowi na potencjometrze P4, który pozwala na wyrównanie napięć na kondensatorach C5 i C6 dla sygnałów sinusoidalnych, tak aby oba mierniki pokazywały w tym przypadku jednakową wartość. Kondensator C6 ładuje się bardzo szybko z uwagi na jego małą pojemność, oraz małą wartość rezystancji potencjometru P1. W obwodzie kondensatora C6 nie umieszczono rezystora rozładowującego, dlatego napięcie na tym kondensatorze nie zmniejsza się przez kilka sekund. Jako C6 najlepiej jest zastosować kondensator tantalowy, który charakteryzuje się małą wartością prądu upływu.

Napięcia na kondensatorach C5 i C6 mogą zostać zrównane przez zwarcie kluczy analogowych US6 (nóżki 1 i 2, oraz 3 i 4). W tym przypadku napięcie na kondensatorze C6, spadnie do wartości napięcia na kondensatorze C5. W trakcie pracy miernika z sygnałem akustycznym napięcie na C6 jest zawsze większe lub równe napięciu na C5. Zwarcie kluczy i rozładowanie kondensatora C6 nie powoduje zmiany napięcia na kondensatorze C5, gdyż jego pojemność jest znacznie większa (22 μF), oraz ujemna okładka tego kondensatora połączona jest z ujemnym napięciem zasilającym.

Generator US6 wytwarza przebieg prostokątny o częstotliwości regulowanej potencjometrem P5, decydującej o zwieraniu kluczy. Czas zwarcia kluczy określony jest stałą czasową R8, C10 w monowibratorze pracującym z tranzystorem T1.

Druga para kluczy US4 (nóżki 10 i 11, oraz 8 i 9) doprowadza na przemian napięcia z kondensatorów C5 i C6 do wejścia wzmacniacza operacyjnego US5A. Jest to wzmacniacz z tranzystorami polowymi na wejściach zapewniający dużą impedancję wejściową, co pozwala na zachowanie stałego napięcia na kondensatorze pamiętającym C6. Wzmocnienie wzmacniacza US5A wynosi 2. Praca kluczy sterowana jest przez drugi generator US7.

Napięcie wyjściowe ze wzmacniacza US5A steruje pracą układów scalonych US1 i US2 (A 277D) zapalających diody D1÷D23. W opisywanym rozwiązaniu przyjęto inne, niż podawane w aplikacjach fabrycznych, połączenie dwóch układów.

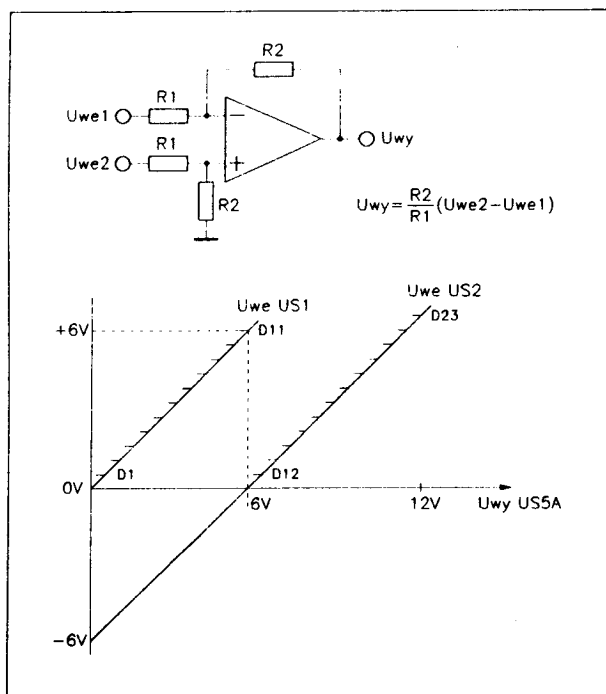


Rys. 3 Schemat ideowy miernika

Poziom napięcia wejściowego przy którym zapala się pierwsza dioda D1 określony jest napięciem nóżki 16 układu US1, a poziom napięcia zapalającego ostatnią diodę określa się napięciem na nóżce 3. Różnica napięć na nóżkach 16 i 3 określa zakres roboczy zapalania się diod świecących. Jeżeli wynosi ona więcej niż 4 V, to przejścia pomiędzy zapalaniem kolejnych diod odbywają się w sposób skokowy. Przy mniejszej różnicy napięć wejściowych zapalenie diod przebiega płynnie. Maksymalne napięcie wejściowe doprowadzone do nóżki 17 nie może przekraczać 6 V. Zatem łańcuchowe połączenie dwóch układów wymaga ustalenia różnicy napięć na nóżkach wejściowych 3 i 16 obu układów równej 3 V. Zatem włączanie się kolejnych diod przebiegać będzie płynnie co nie ma zasadniczego wpływu przy wyświetlaniu linijki dla miernika VU. Jednakże płynne zapalenie diod jest nie do przyjęcia w przypadku wyświetlania pojedynczego punktu dla miernika szczytowego.

Problem ten rozwiązano następująco. Wejścia 16 określające poziom zapalania się pierwszej diody obu układów US1 i US2 połączone są z masą, a na wejścia 3 określające poziom zapalania ostatniej diody doprowadzone jest napięcie 6 V. Uzyskano więc różnicę napięć pozwalającą na skokowe zapalenie się diod świecących D1÷D23.

Napięcie wyjściowe wzmacniacza US5A obejmuje zakres 0÷12 V i zostało ono doprowadzone bezpośrednio do wejścia układu US1 (nóżka 17) sterującego pracą diod D1÷D11. Dioda Zenera D32 zabezpiecza wejście US1 przed uszkodzeniem dla napięć większych niż 6 V. Napięcie wyjściowe układu US5A o wartości ok. 6 V powoduje zapalenie się diody D11.



Rys. 4 Wykres napięć sterujących układami US1 i US2

Równocześnie napięcie z wyjścia wzmacniacza US5A doprowadzone jest do wejścia wzmacniacza

US5B, który pracuje w układzie wzmacniacza różnicowego. Wzmacniacz ten odejmuje od napięcia wejściowego napięcie z potencjometru P6. Ustawiając potencjometrem P6 napięcie ok. 6 V doprowadza się do sytuacji kiedy przy napięciu wyjściowym wzmacniacza US5A równym 6 V napięcie na wyjściu US5B będzie miało wartość 0 V. Dalszy wzrost napięcia wyjściowego US5A powoduje wzrost napięcia na wyjściu US5B i zapalenie się kolejnych diod D12÷23. Zależności te zilustrowano na wykresie rys.4. Dioda D31 zapobiega doprowadzeniu do wejścia układu US2 napięć ujemnych.

Układy scalone A 277D umożliwiają sterowanie 12 diod świecących. Klasyczne podłączenie diod pozwala na sterowanie linijką. W numerze 3/92 opisano nietypowe zastosowanie układu A 277D w którym możliwe jest punktowe zapalenie diod świecących.

UWAGA! Możliwość sterowania punktowym zapaleniem diod posiadają tylko układy A 277D produkcji RFT (dawne NRD). Nie można stosować w ich miejsce żadnych zamienników.

Łącząc obie możliwości sterowania pracą diod do wyjść układów US1 i US2 podłączono katody diod dwukolorowych. Anody diod zielonych połączone są w układzie zapalania linijki, a anody diod czerwonych w układzie zapalania punktu. Doprowadzając napięcie zasilające do katod odpowiednich diod można zmieniać kolor i sposób świecenia diod, z zielonej linijki na czerwony punkt.

Tranzystory T4 i T5 sterowane z generatora US7 przez wzmacniacze T2 i T3 doprowadzają na przemian napięcie zasilania do anod odpowiednich diod. Ten sam generator steruje także pracą kluczy US4, co opisano powyżej. Włączenie klucza 11-10 doprowadza napięcie z miernika VU do wejść układów US1 i US2, oraz napięcie zasilające do anod diod zielonych. Włączenie klucza 8-9 powoduje podanie napięcia z miernika szczytowego, oraz napięcia zasilania diod czerwonych. Częstotliwość tych zmian jest na tyle duża, że oko odbiera świecenie diod zielonych i czerwonych jako równoczesne.

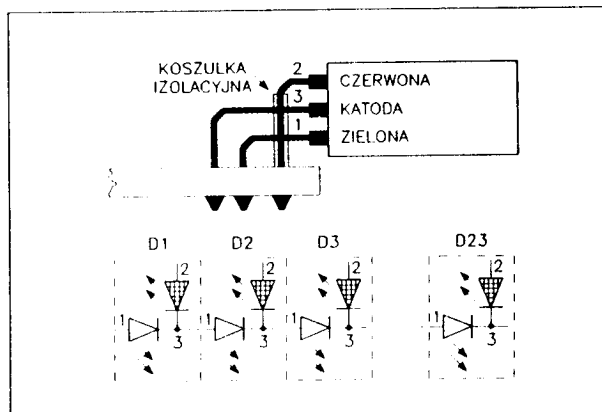
Montaż i uruchomienie

Płytką drukowaną na której zmontowano układ jest stosunkowo duża. Mogą więc wyniknąć problemy z zamontowaniem miernika przy płycie czołowej urządzenia. W związku z tym przewidziano możliwość odcięcia fragmentu płytki z diodami świecącymi wzdłuż linii przerywanej. W takim przypadku połączenie diod z układem przeprowadza się przy pomocy przewodów (klejonki). Od strony układu elektronicznego przewody można wlotować w wolne otwory w płytce, a od strony diod bezpośrednio do ścieżek od strony druku.

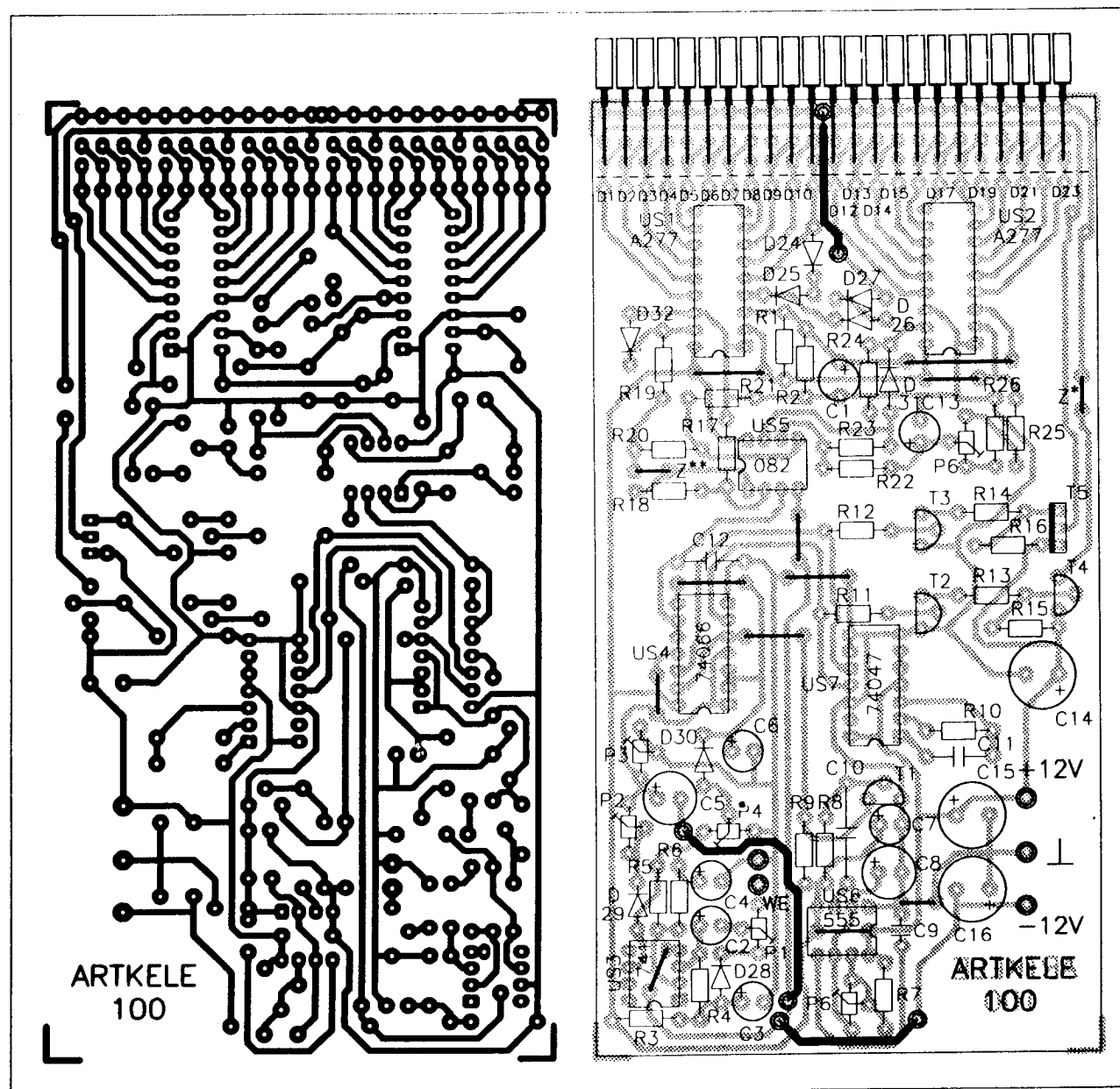
Montaż elementów nie powinien sprawić kłopotów. Trzeba tylko pamiętać o zamontowaniu zworek pod układami scalonymi US3 i US6. Dodatkowo na płytce wykonuje się trzy połączenia przewodem izolowanym. Na wyjściu wzmacniacza US5A umieszczono zworę Z** pozwalającą na przerwanie połączenia z układami US1 i US5B. Pozwala to na włączenie w obwód miernika wysterowania układu logarytmującego opisanego w od-

rębnym artykule. Zwory Z* i Z** montuje się dopiero po wstępnym uruchomieniu układu.

Diody świecące montowane są w ostatniej kolejności, co pozwala na uniknięcie uszkodzeń i zadrapań. Przed przystąpieniem do montażu diod świecących konieczne jest ukształtowanie ich nóżek. Sposób kształtowania pokazano na rysunku 5. Podczas lutowania diod najpierw należy przylutować nóżki środkowe (anody diod zielonych). Następnie trzeba skorygować położenie diod tak, aby wszystkie znajdowały się w równych odstępach i na jednakowej wysokości, a następnie można przylutować pozostałe nóżki. Wyprowadzenia układów scalonych US1 i US2 są wykonane w takiej kolejności, że płytką drukowaną miernika musi być zamontowana w urządzeniu stroną druku do góry, aby diody zapalały się od lewej strony do prawej.



Rys. 5 Montaż diod świecących na płytce drukowanej



Rys. 6 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Do regulacji miernika wysterowania niezbędny jest woltomierz napięcia stałego i regulowane źródło napięcia stałego (może to być zwykły potencjometr, najlepiej dziesięcioobrotowy, włączony pomiędzy plus zasilania, a masę). Zwory Z^+ i Z^{**} powinny być rozwarne. Do punktu "A" podłącza się woltomierz i źródło napięcia. Napięcie źródła zwiększa się powoli tak, aby zapaliła się dioda D10 w kolorze zielonym. Także diody D1÷D9 powinny się świecić w kolorze zielonym, żadna z diod D1÷D23 nie może świecić w kolorze czerwonym. Jeżeli tak nie jest należy sprawdzić poprawność montażu diod, lub przerwać zworę Z^+ . Dla progu napięcia przy którym zapala się dioda D10 należy zapisać wartość napięcia wskazywanego przez miernik – U_{10} . Zwiększając napięcie źródła należy doprowadzić do zapalenia się diody D11 i także zanotować wartość napięcia przy którym dioda ta zapala się – U_{11} .

Następnie trzeba obliczyć różnicę napięć $dU = U_{11} - U_{10}$ pomiędzy zapaleniem się sąsiednich diod. Na tej podstawie można obliczyć napięcie przy którym powinna zapalić się dioda D12 sterowana przez układ US2 $U_{12} = U_{11} + dU$. Napięcie wyjściowe źródła ustawia się na wartość U_{12} i regulując potencjometrem P6 doprowadza się do zapalenia diody D12. Dalsze zwiększanie napięcia powinno spowodować zapalenie się po kolei wszystkich diod świecących.

Teraz można zamontować zworę Z^{**} . Następnie do miernika doprowadza się sygnały foniczne i potencjometrami P2 i P3 reguluje się czasy narostu i opadania wskazań. Wskazania miernika powinny być płynne, lecz nie zbyt wolne. Ustawienie potencjometrów P2 i P3 w dużej mierze zależy od gustu osoby regulującej. Regulacje te przeprowadza się dla różnych rodzajów sygnałów: mowy i muzyki.

Po tych czynnościach można zamontować zworę Z^+ , co spowoduje zapalenie się dodatkowo diody czerwonej. Potencjometr P5 należy na najmniejszą wartość rezystancji. Do nóżki 3 US3 doprowadza się napięcie stałe o wartości powodującej zapalenie diod zielonych D1÷D10. Regulując potencjometrem P4 doprowadzamy do sytuacji gdy dioda D10 będzie się świeciła w kolorze pomarańczowym, co odpowiada świeceniu diody zielonej i czerwonej równocześnie. Po wykonaniu tych czynności do wejścia można doprowadzić sygnał foniczny i potencjometrem P5 wyregulować częstotliwość "spadania" diody czerwonej do poziomu diod zielonych.

Potencjometrem P1 można wyregulować czułość miernika, dopasowując ją do poziomu sygnału wejściowego. Jeżeli czułość będzie zbyt mała można zmniejszyć wartość rezystora R6 do ok. 750 Ω .

Układ zasilany jest symetrycznym, stabilizowanym napięciem 15 V. Prąd pobierany przez miernik przy świecących się wszystkich diodach wynosi ok. 140 mA ze źródła napięcia dodatniego i ok. 15 mA ze źródła napięcia ujemnego. Czułość miernika wynosi ok. 200 mV i zależy od ustawienia potencjometrów P2 i P3. Nierów-

nomierność charakterystyki częstotliwościowej nie przekracza 3dB w paśmie 30÷20 kHz, a dokładność wskazań wynosi ± 1 dB. Miernik został wyskalowany w jednostkach VU.

Wykaz elementów

US1, US2	– A 277D (UWAGA! nie stosować zamienników)
US3	– ULY 7741 (μ A 741)
US4	– MCY 74066 (CD 4066)
US5	– TL 082 (TL 062, TL 072, B 082D)
US6	– ULY 7855 (LM 555)
US7	– MCY 74047 (CD 4047)
T1÷T3	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T4	– BC 307B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
T5	– BD 136-16 (BD 138-16, BD 140-16)
D1÷D23	– dioda elektroluminescencyjna dwukolorowa ze wspólną katodą, prostokątna 5×2,5 mm, kolor świecenia czerwony i zielony
D24÷D31	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D32	– BZP 683 C6V8 (BZX 79 na napięcie 6,8 V)
R1, R2,	
R17÷R19,	
R24, R25	– 10 k Ω /0,125 W
R3	– 22 k Ω /0,125 W
R4, R5, R9,	
R11, R12	– 47 k Ω /0,125 W
R6	– 1,5 k Ω /0,125 W
R7, R14	– 3,3 k Ω /0,125 W
R8, R10,	
R20÷R23	– 100 k Ω /0,125 W
R13	– 15 k Ω /0,125 W
R15, R16	– 33 k Ω /0,125 W
R26	– 5,1 k Ω /0,125 W
P1	– 47 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P2, P4	– 1 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P3, P6	– 10 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
F5	– 100 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
C1÷C4,	
C7, C13	– 10 μ F/16V typ 04/U
C5	– 22 μ F/40V typ 04/U
C6	– 1 μ F/40V tantalowy typ 196D lub inny podobny
C8	– 47 μ F/16V typ 04/U
C9	– 47 nF typ KFP
C10	– 470 nF/100V typ MKSE-018-02
C11	– 33 nF/100V typ MKSE-018-02
C12	– 1 nF/25 V typ KSF-020-ZM
C14÷C16	– 100 μ F/16V typ 04/U

plytka drukowana numer 100

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 25.100 zł + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Ankieta – wyniki konkursu

Ankieta zamieszczona w numerze 9/93 Praktycznego Elektronika spotkała się z dobrym przyjęciem przez Czytelników. Na adres redakcji napłynęło ponad 3 tysiące wypełnionych ankiet, wiele z nich zawierało dodatkowe propozycje i uwagi dotyczące naszego pisma. W związku z tak dużą ilością nadesłanych ankiet kompletne opracowanie wyników zajmie nam sporo czasu.

Możemy już teraz powiedzieć, że ok. 95% Czytelników opowiada się za zwiększeniem objętości pisma. Począwszy od września 1993 r. Praktyczny Elektronik zawiera już 32 strony. Tak więc objętość pisma zwiększyła się na przestrzeni minionego roku o 60%. Jesteśmy przekonani, że nadchodzący rok przyniesie podobny wzrost objętości.

Drugą sprawą jest szata graficzna. Także ten problem jest odbierany podobnie przez przytłaczającą większość Czytelników. Nie będzie zmiany szaty graficznej, ani zmiany okładki na kolorową. Zgadza się z tym całkowicie. Kolorowa okładka lub wewnątrz spowoduje znaczący wzrost ceny miesięcznika, a wydaje nam się, że lepiej te pieniądze, a są to Twoje pieniądze Czytelniku, przeznaczyć na zakupy elementów elektronicznych.

Cieszy nas także fakt, dobrego przyjęcia cyklu praktyka i teoria. Dowodzi to że wiedza z zakresu elektroniki jest także ceniona. Na tym kończymy uwagi dotyczące ankiety, pragnąc jednocześnie podziękować wszystkim którzy do nas napisali. Tak jak obiecaliśmy wiele pomysłów, sugestii i propozycji już niebawem ukaże się na łamach pisma.

Mimo upłynięcia terminu nadsyłania wypełnionych ankiet do redakcji ciągle napływają listy. Niestety nie możemy przesunąć terminu losowania nagród, dlatego też wszystkie listy które dotrą do redakcji po 15 października nie wezmą udziału w losowaniu. Zawarte w

tych listach ankiety zostaną jednak poddane analizie na równi z wszystkimi innymi.

Losowanie nagród odbyło się w redakcji Praktycznego Elektronika w dniu 15.10.1993 r. o godzinie 12.00. Poniżej drukujemy listę osób, które wygrały nagrody w naszym konkursie z ankietą. Nagrody zostaną wysłane pocztą.

Dwie równorzędne nagrody główne – multimetr cyfrowy wylosowali:

Marcin Korcz	Jacek Grzesiak
ul. Partyzanta 14c/29	ul. Wrocławska 62/64 m 1
87-200 Wąbrzeźno	59-220 Legnica

Dziesięć nagród – prenumerata Praktycznego Elektronika na cały rok 1994 wylosowali:

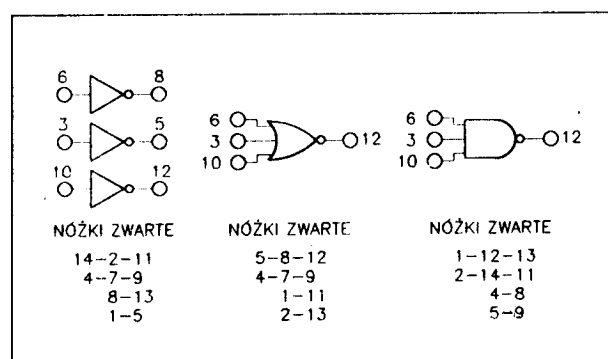
Wojciech Dzieślewski	Piotr Olbrycht
Nowy Sącz	Łańcut
Andrzej Sylwestrzak	Mariusz Zalewski
Szczecin	Rumia
Adam Błaszczuk	Jerzy Szczepaniak
Poznań	Nowa Sól
Dariusz Kobus	Jerzy Falkiewicz
Gubin	Ława
Paweł Ziółowicz	Wiesław Jaworski
Kielce	Nowy Sącz

◇ Redakcja

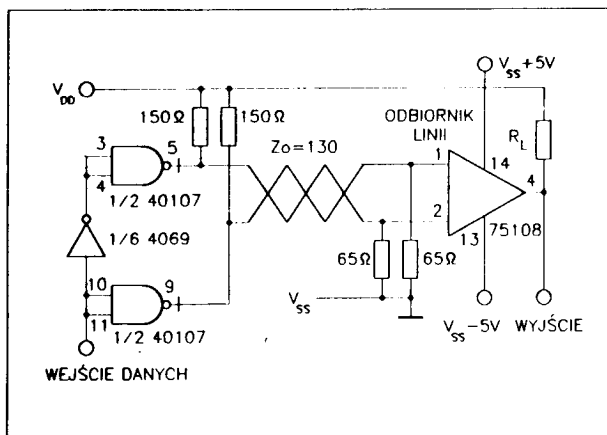
Dokończenie tekstu ze str. 2

Układ 4007 zawiera trzy tranzystory z kanałem typu p, oraz trzy tranzystory z kanałem typu n. Tranzystory te posiadają wyprowadzone na zewnątrz swoje elektrody. Stwarza to szerokie możliwości połączeń zewnętrznych, dając w efekcie różne funkcje logiczne. Na rys. 3 przedstawiono układ połączeń pozwalający na uzyskanie trzech negatorów, trzywejściowej bramki NOR lub NAND. Zasilanie doprowadzone jest do nóżki 14, a masa do nóżki 7.

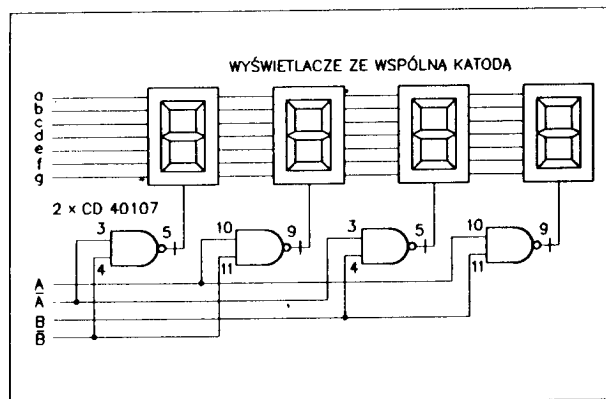
Na kolejnym rysunku pokazano połączenia pozwalające na utworzenie jednego negatora mocy z wyjściem typu otwarty dren (rys. 4a), otwarte źródło (rys. 4b), lub "zwykłym" wyjściem mocy (rys. 4c).



Rys. 3 Zastosowanie układu 4007 do budowy trzech negatorów, bramki NOR lub NAND



Rys. 7 Układ sterowania linii transmisyjnej z nadajnikiem zbudowanym w oparciu o układ 40107

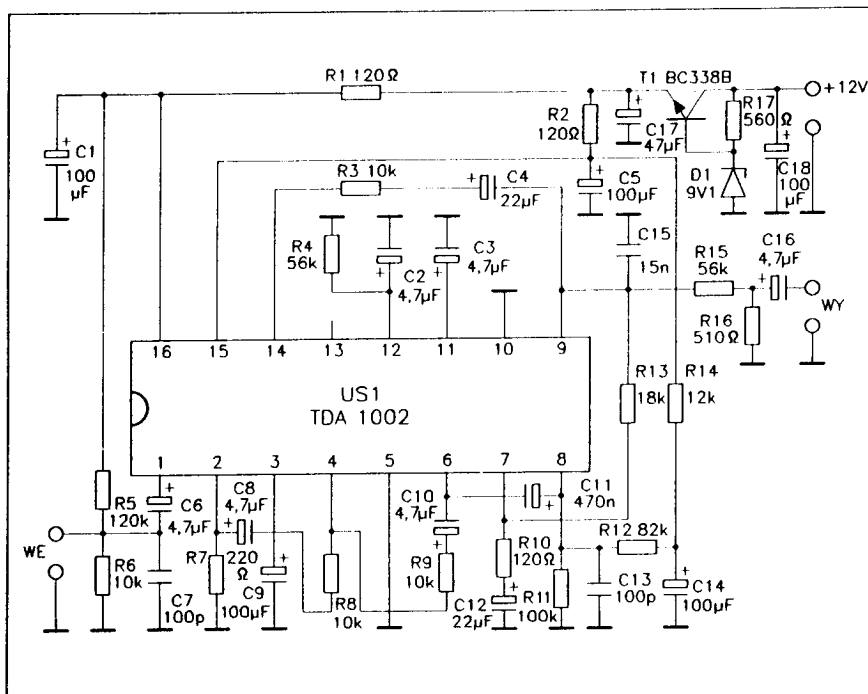


Rys. 8 Układ sterowania sekwencyjnego wyświetlaczami siedmiosegmentowymi ze wspólną katodą

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Kompresor dynamiki sygnału do CB radio

Wśród naszych Czytelników duże zainteresowanie wzbudzają wszelkie układy związane z techniką radiokomunikacyjną. Dotyczy to w szczególności urządzeń pracujących w paśmie CB. Artykuł zawiera opis kompresora dynamiki, który może poprawić walory fabrycznego urządzenia.



Rys. 1 Schemat ideowy kompresora dynamiki

Tor małej częstotliwości pracujący w urządzeniach CB odgrywa ważną rolę w pracy całego transceivera. Przy modulacji AM pracuje on w dwóch kierunkach. Podczas odbioru wzmacnia sygnał akustyczny pochodzący z mikrofonu, a przy nadawaniu steruje pracą głośnika, wzmacniając do odpowiedniego poziomu sygnał z detektora.

Modulacja AM jest przeprowadzana przez doprowadzenie do obwodu kolektorowego stopnia mocy w.c.z. sygnału akustycznego. Moc tego sygnału powinna być odpowiednio duża, aby zapewnić odpowiednią głębokość modulacji. Wzmacniacz m.c.z. powinien charakteryzować się małymi szumami własnymi. Powinien on także zapewniać ukształtowanie charakterystyki częstotliwościowej, aby maksimum przenoszonej mocy wypadło na pasmo 0,3÷3 kHz. Ograniczenie pasma od góry jest spowodowane minimalizacją zakłóceń na sąsiednich kanałach oddalonych o 10 kHz.

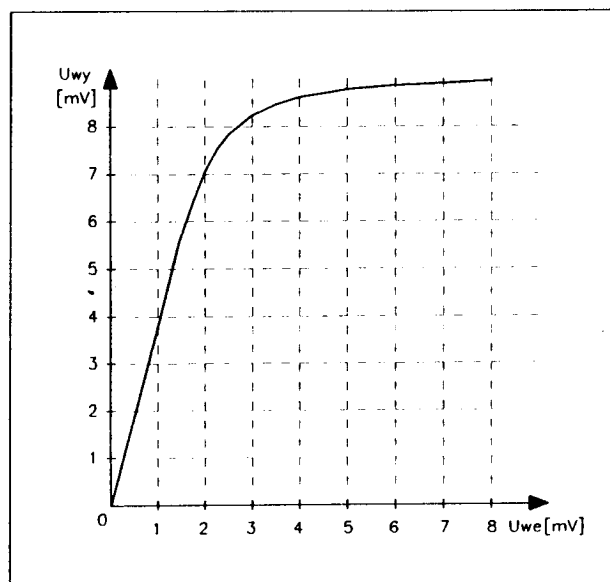
Do zadań wzmacniacza m.c.z. należy także kształtowanie (ograniczanie, kompresja) dynamiki sygnału. Kompresji sygnału dokonuje się w specjalnym bloku funkcjonalnym nazywanym kompresorem dynamiki. Praca tego urządzenia polega na celowym zniekształceniu liniowości wzmacniacza. Małe amplitudy napięcia są wzmacniane bardziej niż duże napięcia wejściowe. Powoduje to niejako "zagęszczenie" sygnału.

W efekcie cichsze fragmenty wypowiedzi mają większą amplitudę niż normalnie a bardzo głośne fragmenty nie mogą przekroczyć pewnej amplitudy maksymalnej. Dodatkowym zyskiem ze stosowania kompresora jest wyeliminowanie groźby przemodulowania nadajnika.

Zastosowanie kompresora dynamiki powoduje zwiększenie średniego poziomu napięcia modulującego (na skutek wzmocnienia cichych fragmentów). Objawia się to zwiększeniem zasięgu w jakim odbierany jest nadajnik.

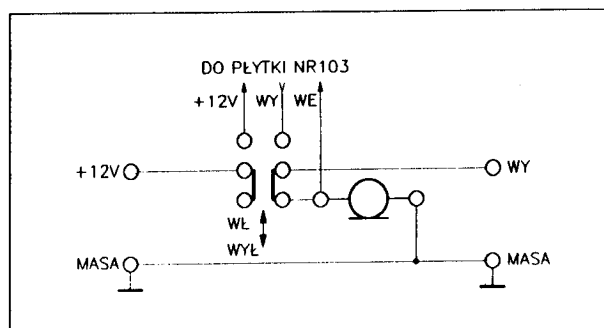
Także dla emisji SSB kompresor dynamiki zwiększa średni poziom mocy wyjściowej, dając tym samym większy zasięg. Charakterystycznym zjawiskiem podczas stosowania kompresora jest występowanie pogłosu (często mylnie nazywanego echem). Wprowadzenie pogłosu poprawia zrozumiałość wypowiedzi.

Kompresor wprowadza też niepożądane zjawiska jakim są wzrost poziomu szumów w przerwach pomiędzy słowami, oraz wzrost zakłóceń dźwiękami pochodzącymi z otoczenia mikrofonu. Dźwięki te jako ciche są silniej wzmacniane przez kompresor.

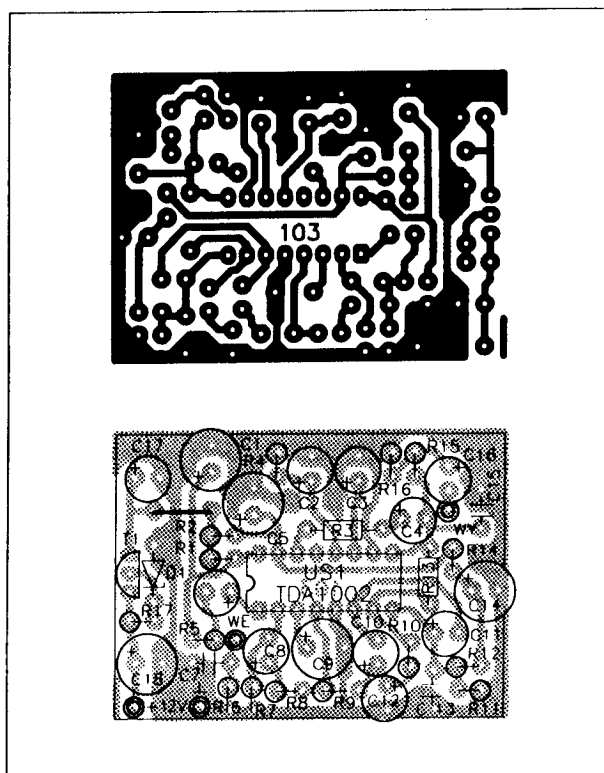


Rys. 2 Charakterystyka amplitudowa kompresora dynamiki

Na rys.2 przedstawiono charakterystykę napięcia wyjściowego w funkcji napięcia wejściowego opisywanego kompresora. Zastosowano w nim układ scalony TDA 1002. Czułość wejściowa układu pozwala na sterowanie go bezpośrednio z mikrofonu. Na wyjściu zastosowano dzielnik napięcia pozwalający na "wtrącenie" kompresora w tor akustyczny transceivera pomiędzy mikrofonem a wzmacniaczem. Na rys.3 zamieszczono schemat podłączenia kompresora. Przełącznik WŁ1 umożliwia włączanie i wyłączanie układu. Kompresor nie wymaga uruchamiania.



Rys. 3 Schemat podłączenia kompresora do układu CB



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Wykaz elementów

US1	- TDA 1002 (A 202D prod. NRD)
T1	- BC 338 (BC337)
D1	- BZP 683 C9V1
R1, R2, R10	- 120 Ω /0,125 W
R3, R6, R8, R9	- 10 k Ω /0,125 W
R4, R15	- 56 k Ω /0,125 W
R5	- 120 k Ω /0,125 W
R7	- 220 Ω /0,125 W
R11	- 100 k Ω /0,125 W
R12	- 82 k Ω /0,125 W
R13	- 18 k Ω /0,125 W
R14	- 12 k Ω /0,125 W
R16	- 510 Ω /0,125 W
R17	- 560 Ω /0,125 W
C1, C5, C9,	
C14, C18	- 100 μ F/16 V typ 04/U
C2, C3, C6,	- 4,7 μ F/25 V typ 04/U

C8, C10, C16 – 4,7 μ F/25 V typ 04/U
 C4, C12 – 22 μ F/16 V typ 04/U
 C7, C13 – 100 pF typ KCPf
 C11 – 0,47 μ F/40 V elektrolityczny prod. zach.
 C15 – 15 nF ceramiczny
 C17 – 47 μ F/16 V typ 04/U
 płytki drukowane numer 103

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 5.000 zł + koszty wysyłki.

◇ Krzysztof Kaleta

**Bezpośrednio do domu, niezawodne i terminowe dostawy
 Praktycznego Elektronika
 zapewni prenumerata.**

**Warunki prenumeraty i blankiet wpłat
 zamieszczone są w środku numeru na stronie 19.
 Pamiętaj, pomyśl o tym już dziś.
 Nie zwlekaj !**

Ponad 40 zestawów do samodzielnego montażu.
 Sprzedaż za zaliczeniem pocztowym.
 Informacje - koperta zwrotna + 2 znaczki.

Atrakcyjne ceny

Oferuję:

- | | |
|-----------------|-------------------|
| - zasilacze | - multimetry |
| - końcówki mocy | - generatory |
| - pozytywyki | - efekty świetlne |
| | i dźwiękowe |

Andrzej Górski
 ul. Matejki 3
 05-070 SULEJÓWEK 1

- zasilacz do COMODORE
- regulator oświetlenia 300 W
- mierniki pojemności, napięcia, natężenia
- wzmacniacze od 1,5 - 100 W
- termometry
- timer od 2 - 64 minut

**TO TYLKO NIEKTÓRE PROPOZYCJE Z NASZEJ NOWEJ
 OFERTY ZESTAWÓW DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU.
 KUPUJĄC NASZ ZESTAW MOŻESZ WZIĄĆ UDZIAŁ
 W KONKURSIE Z ATRAKCYJNYMI NAGRODAMI.
 SZCZEGÓŁY W "NOWYM ELEKTRONIKU" 9/10/11**

PEŁNA OFERTA - KATALOG:
 koperta z adresem zwrotnym
 nasz adres:

NORD ELEKTRONIK
 76-270 USTKA SKR. 136
 UL. SŁONECZNA 4
 TEL. (059) 146-616, 144-313, 146-154
 FAX. (059) 283-69 (dla NORD ELEKTRONIK)

◦ **GEMBARA** ◦
SKLEP CZĘŚCI RTV
 POZNAŃ UL. SIEMIRADZKIEGO 3
 tel. 66 51 12, fax 48 41 39
 NIP 779-002-72-37

Wysokiej klasy (h=0,005%) końcowe wzmacniacze
 mocy dla estrady, dyskoteki, oraz wyposażenie
 domowego sprzętu akustycznego HI-FI.
 Moc wyjściowa od 2x100 do 2x500 W sinus.
 Ponadto oferuję:
 - uruchomione stopnie mocy od 60-300 W sinus
 - cyfrowe kamery pogłosowe
 - szereg innych podzespołów związanych z
 elektroakustyką

Uwaga!
 Atrakcyjny konkurs. Ciekawe nagrody.
 Wszelkie informacje
 dotyczące konkursu
 oraz katalog wyrobów
 (z cenami) otrzymają
 Państwo po nadesłaniu
 koperty zwrotnej + znaczek na adres:

Bursztylka Bogdan
 82-300 Elbląg - 1
 skr.poczt. - 22
 tel/fax 32-70-25

MULTIMETR (7107) Z GENERATOREM

U -	0...750 V	5 zakresów	
	pierwszy 200 mV		Bp 1%
I -	0...2 A	5 / 200 μ A	Bp 1%
R	0...M Ω	5 / 200 Ω	Bp 1,5%
C	2pF...2 μ F	5 / 200 pF	Bp 3%
f	10 Hz...15 MHz	6/2000 Hz	Bp 2%
G	3 Hz...500 kHz	2,5 V (TTL)	

Pomiar diod i β tranzystorów

Płytki dwustronna 179 x 143.
 projekt komputerowy.
 wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED.
 zasilanie - transformator 2 x 12 V / 1 A
 317 tys. - płytki + części + instrukcja
 35 tys. - zestaw lsostatów
 57 tys. - obudowa plastikowa bez otworów

D.F. Elektronik
 ul. Duża Góra 37 / 53
 30-857 Kraków tel. 55-90-24

Wykrywacze różniące metale
 poczt. ARMAND
 Ryszarda 44 05-800 Pruszków

**PRZYRZĄDY
 DO REAKTYWACJI
 KINESKOPÓW**
 wykonuje

REWO-Elektronika
 skr. poczt. 449
 00-950 Warszawa

informacje
 po nadesłaniu
 koperty zwrotnej

**Warunki zamieszczania ogłoszeń w
 "Praktycznym Elektroniku" podano
 na stronie 3 w stopce redakcyjnej.**